l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

NUMERO 2

Anno XXIII - Febbraio 1951

LIRE DUECENTO

RC 220 AF a doppio cono
è un RADIOCONI speciale per FM
da 50 a 15000 periodi
brevettato
RADIOCONI
PUNTO ROSSO
RADIO INDUSTRIA

VOLT
mA
O.H.M.
TESTER V10
UNA MILANO

STRUMENTI DI MISURA RADIOELETTRICI
O.H.M.
ING.E.PONTREMOLI

LIONELLO NAPOLI

VIALE UMBRIA N. 80
TELEFONO 57.30.49

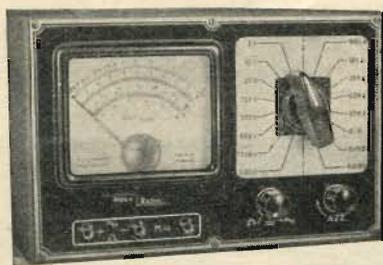
MILANO

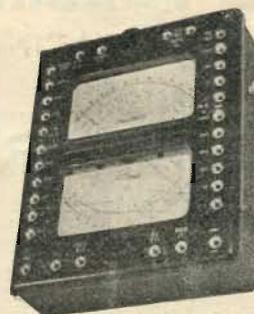
Antenne direttive rotanti per gamme radiantistiche

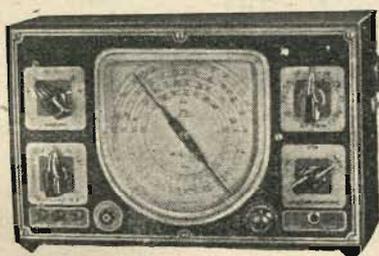
Antenne per MODULAZ. DI FREQUENZA
Antenne per TELEVISIONE

Tutti i giunti fusi e lavorati per la costruzione di qualunque tipo di antenna.

Antenna direttiva a 4 elem. per 144 Mc.

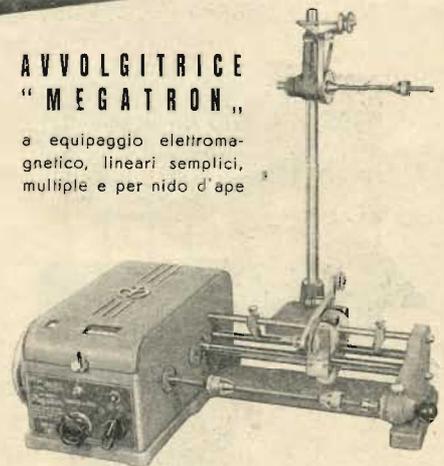
ALTOPARLANTI DI OGNI TIPO

ANALIZZATORE TC. 18 B.

10.000 Ω/V - 20 portate voltmetriche e amperometriche c. c. e c. a. - Misuratore d'uscita

SUPER ANALIZZATORE "CONSTANT"

Doppio indice e doppia scala - 20.000 Ohm in c.c. e c.a. Raddrizzatore al germanio 1N 34 Megaohmmetro - Capacimetro - Rivelatore a Radio Frequenza Misuratore d'uscita

OSCILLATORE DI BASSA FREQUENZA RC II°

da 30 a 11.000 periodi, in 3 scale a lettura diretta. - Uscita a Bassa ed Alta Impedenza - Possibilità **d'esame diretto** di qualsiasi altoparlante.

AVVOLGITRICE "MEGATRON"

a equipaggio elettromagnetico, lineari semplici, multiple e per nido d'ape

Nel Vostro interesse chiedete listini tecnici e offerte alla:

MEGA-RADIO TORINO - VIA GIACINTO COLLEGNO, 22 - TELEF. 77.33.46
MILANO - VIA SOLARI, 15 - TELEFONO 30.832

GELOSO

Primaria Fabbrica Europea di Supporti per Valvole Rabiofoniche

G. Gamba & Co.

Milano

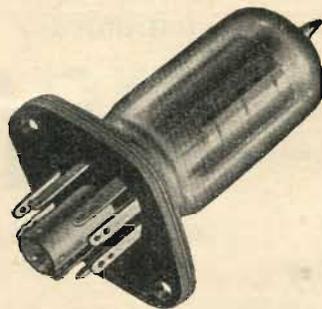
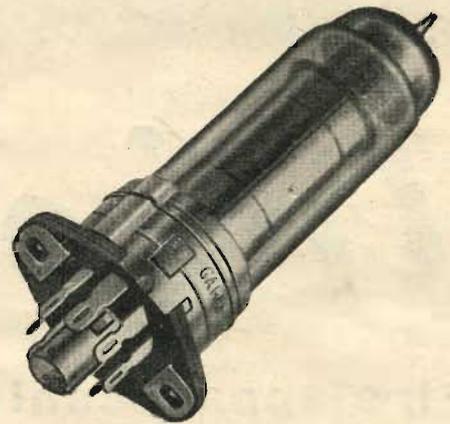
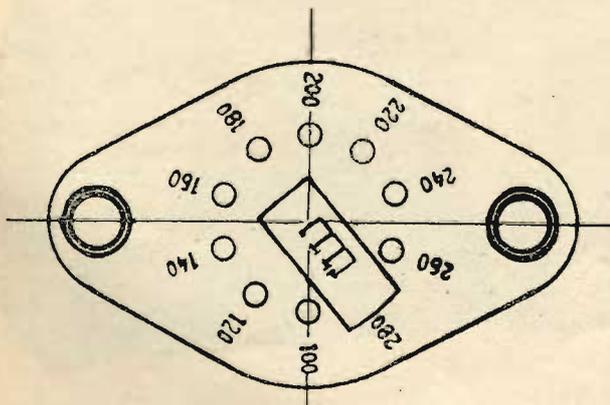
Sede VIA G. DEZZA, 47 - Telefoni 44330 - 44321

Stabilimenti | Milano - Via G. Dezza N. 57
Brambilla (Bergamo)

ESPORTAZIONE

in tutta Europa ed in U. S. A.

Fornitore della Spett. Philips

MINIATURE
7 Piedini

NOVAL
9 Piedini

RIMLOCK

CAMBIO TENSIONE da 5 a 10 voltaggi
(Brevettato)

Esecuzione con materiale isolante: Tangendelta

Mollette di contatto: Lega al "Berillio„

trio

è una geniale applicazione della tecnica elettronica

NOVA

MILANO - Piazza Cadorna, 11 - Tel. 12.284

"tre apparecchi in uno,,

Telefono amplificato

Radio ricevente

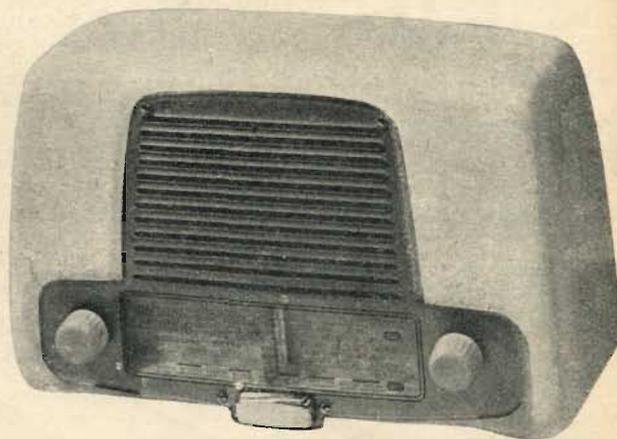
Interfonico

O

le mani libere!! Il problema di prendere annotazioni mentre si parla al telefono è brillantemente risolto dal TRIO che vi permette di posare il microfono sul tavolo e di conversare liberamente e chiaramente continuando il vostro lavoro.

Supereterodina a 5 valvole miniatura O. M. da 520 a 1605 kHz - Mobile in materia plastica - Altoparlante « VOCEDORO » in alnico - Gruppo a permeabilità variabile P. 7 - Adattatore per le tensioni 125-160 V; 42-60 periodi - Dim. 107x244x150.

E' un apparecchio di intercomunicazione rapida a viva voce, permettente di trasmettere ordini, dettare corrispondenza e di conversare con uno o più Posti Principali o Secondari senza possibilità di « occupato » e senza che alcuno debba spostarsi.

Tutto questo con assoluta immediatezza (funziona con valvole ad accensione istantanea) cosicchè l'apparecchio, quando non viene usato è spento ma sempre pronto, non consuma corrente, non si esaurisce.

Agente Gen. di vendita: **R. A. I.** s. r. l. - MILANO - Via Panfilo Castaldi, 8 - Tel. 64.734

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

2

FEBBRAIO 1951

XXIII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietaria .... EDITRICE IL ROSTRO S. a R. L.
Comitato Direttivo:

Direttore responsabile .... Leonardo Bramanti
Direttore amministrativo .... Donatello Bramanti
Direttore pubblicitario .... Alfonso Giovene
Consigliere tecnico .... Giuseppe Ponzoni

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:

VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 200;** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2000 più 40** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 4000 più 80.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnica scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni o le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

In questo fascicolo:

Dott. Ing. ANTONIO NICOLICH

LA RELATIVITÀ DI ALBERT EINSTEIN

Alberto Einstein annunzia al mondo di aver completato la teoria unitaria della gravitazione e dell'elettromagnetismo. Per chiunque voglia mettersi in grado di comprendere domani il recente frutto della sua formidabile mente, la Editrice Il Rostro ha pubblicato un volumetto: **Ing. A. Nicolich, « La relatività di A. Einstein ».** Le sue 100 pagine possono familiarizzare ognuno cogli straordinari concetti informatori della nuova scienza, quali lo spazio-tempo tetradimensionale, la limitazione dell'universo, la moderna interpretazione della gravitazione universale, le geometrie non euclidee, le geodetiche del cronotopo, la curvatura degli iperspazi, la massa dell'energia atomica etc. L. 500

Dott. Ing. G. MANNINO PATANÈ

ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA

ad uso dei radiotecnici

Il volume, di VIII-90 pagine, con 49 illustrazioni e VIII tabelle, redatto in forma elementare, richiama tra le funzioni trigonometriche e sinoidali quelle che trovano applicazione in radiotecnica. E quale sia l'importanza delle funzioni suddette è ben noto. Gli esempi riportati nelle parti terza e quarta del volume ne dànno un'idea. Essi sono il noto procedimento dello sviluppo in serie di Fourier, applicabile ad un'ampia classe di funzioni non sinusoidali del tempo, la espressione analitica del fattore di distorsione e la trattazione analitica delle modulazioni in ampiezza, in fase e in frequenza.

La giusta fama dell'Ing. G. Mannino Patané autore di pregevoli pubblicazioni è garanzia della serietà con la quale è stato redatto il volume. L. 500

Dott. Ing. DONATO PELLEGRINO

BOBINE PER BASSE FREQUENZE

avvolte su nuclei di ferro laminato

« L'opera dell'Ing. Donato Pellegrino racchiude il risultato di una lunga esperienza e di un metodico studio indirizzato al perfezionamento delle bobine e al miglioramento del loro fattore di merito. Nella esposizione chiara e dettagliata, l'Autore parte da leggi fondamentali ben note, in base alle quali sviluppa organicamente la teoria, le applicazioni, le misure, il progetto delle bobine. Così il libro fornisce la possibilità di costruire con razionali procedimenti industriali ed economici, realizzando nello stesso tempo elevati fattori di merito. In complesso il libro, che riunisce tutto quanto può interessare questo particolare argomento, rappresenta un contributo importante al perfezionamento della tecnica che oggi deve essere la principale meta della umanità per la sua resurrezione economica e sociale ». (Dalla presentazione del Ch.mo Prof. Ing. Enzo Carlevaro del Politecnico di Napoli).

Il volume di XX-126 pagine, con 38 figure, numerose tabelle ed esempi di calcolo, tratta lo studio razionale del funzionamento elettrico, la teoria generale, il progetto, il collaudo e le misure su circuiti equivalenti. **L. 500**

G. A. UGLIETTI

I RADDRIZZATORI METALLICI

I raddrizzatori metallici, cenno storico, considerazioni teoriche, i semiconduttori, raddrizzatori elettrolitici all'ossido di alluminio, raddrizzatori colloidali, raddrizzatori alla « thyrite », raddrizzatori di volume, raddrizzatori a punta e cristallo, raddrizzatori a contatto, raddrizzatori ad ossido di piombo, raddrizzatori al solfuro di rame, raddrizzatori ad ossido di rame, raddrizzatori al selenio, raddrizzatori al germanio, teoria del raddrizzatore a strato di sbarramento. Costruzione, dimensione delle cellule, montaggio delle cellule, classificazione delle cellule, invecchiamento, efficienza, fattore di potenza, capacità, resistenza diretta e inversa, regolazione, autoformazione, temperatura di funzionamento, raffreddamento in olio, calcolo dei circuiti raddrizzatori, installazione dei raddrizzatori, applicazioni.

Il volume di VIII-120 pagine, con 80 figure e una appendice, legato in brossura con elegante sovraccoperta a due colori L. 700

EDITRICE IL ROSTRO - MILANO - VIA SENATO 24

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

LA SINCRONIZZAZIONE DELL' IMMAGINE

ANTONIO NICOLICH

(PARTE QUINTA)

"IL LIVELLO DI RESA UTILE" LA SINCRONIZZAZIONE ORIZZONTALE

Completiamo ora la trattazione del circuito a resistenza e capacità con l'analisi del separatore di sincronismo per ampiezza annunciato in *a*) di questo articolo. Come accennato nel precedente paragrafo è talvolta necessario limitare l'ampiezza del segnale all'entrata dello stadio separatore di ampiezza, ossia invece di ammettere alla griglia del tubo corrispondente l'intero picco di sincronismo, conviene in certi casi (per le ragioni già addotte) ammetterne una percentuale variabile secondo le esigenze del particolare caso sotto considerazione.

In queste condizioni è necessario introdurre la nozione del « *livello di resa utile* » del sincronismo definito come il rapporto L_u dell'altezza utile h_u ridotta dell'impulso sincronizzante all'altezza totale h dello stesso prima della riduzione; si pone cioè per definizione $L_u = h_u/h$ [22]. Si noti che i tecnici americani definiscono come « *restoring level* » il rapporto complementare all'unità di quello fornito dalla [22], ossia il rapporto fra l'altezza eliminata dell'impulso all'altezza totale, ossia $(h - h_u)/h$. Lo scrivente preferisce introdurre la [22], perchè essa offre il vantaggio di un'interpretazione immediata del fenomeno, in quanto ad un alto livello L_u corrisponde una grande ampiezza di picco, mentre ad un basso livello L_u corrisponde una piccola ampiezza di picco laddove colla definizione americana avviene proprio il contrario, il che è contraddittorio e può essere fonte di facili errori.

Dalla [22] appare subito che se $L_u = 1$ il livello di resa utile coincide colla sommità del picco di sincronismo, cioè questo non viene menomamente tagliato (caso della fig. 10), mentre se $L_u = 0$ il livello di resa utile coincide col livello del nero, ossia il taglio è praticato alla base dell'impulso sincronizzante che è totalmente eliminato; è evidente che questo caso limite non ha pratica applicazione, perchè uno stadio separatore con ingresso così limitato non avrebbe possibilità di funzionare e ai suoi morsetti di uscita la tensione sarebbe costantemente nulla.

Si consideri uno stadio a pentodo come rappresentato in fig. 17. Scegliendo opportunamente le tensioni di alimentazione, in particolare applicando basse tensioni di schermo e di placca, si ottiene di portare il valore della polarizzazione di griglia, per l'interdizione della corrente anodica, da -1 V a $-1{,}5$ V circa, col quale è facile far coincidere il livello del nero assicurando in tal modo anzitutto la funzione separatrice dal sincro dello stadio per i segnali di immagine, i quali cadono tutti nella regione di interdizione. Dal valore di questa polarizzazione dipende l'ampiezza degli impulsi di sincronizzazione ai morsetti 3 e 4 di uscita dallo stadio; precisamente a minori valori assoluti della polarizzazione di interdizione corrispondono minori ampiezze dei segnali di uscita. Si faccia attenzione che allo stadio di fig. 17 non è applicato alcun negativo di griglia; esso si autopolarizza per corrente di griglia al valore di interdizione stabilito dalle modeste tensioni di schermo e di placca, per effetto dei picchi di sincronismo applicati all'entrata.

(N. d. R.) La numerazione delle figure e delle formule continua quella dei precedenti articoli ai quali si rinvia il Lettore per ogni e qualsiasi riferimento. Gli articoli suddetti sono apparsi nei seguenti fascicoli della Rivista:
parte prima: XXII - 9 Settembre 1950 - pagg. 189 e segg.;
parte seconda: XXII - 10 - Ottobre 1950 - pagg. 213 e segg.;
parte terza: XXII - 11 - Novembre 1950 - pagg. 237 e segg.;
parte quarta: XXII - 12 - Disembre 1950 - pagg. 261 e segg.

La limitazione dell'ampiezza del segnale all'entrata viene ottenuta disponendo in serie al condensatore di griglia una resistenza R_1, che insieme colla resistenza R_g di griglia costituisce uno speciale partitore di tensione offrendo una via al condensatore C di scaricarsi.

La tensione alla griglia del tubo funzionante (cioè cui siano applicate le tensioni di alimentazione) è funzione del rapporto R_1/R_g come si dimostrerà in appresso e contiene gli impulsi di sincronizzazione di minor ampiezza rispetto a quella che essi hanno all'entrata tra i terminali 1 e 2.

Per la trattazione che segue giova introdurre alcune ipotesi semplificative, che, pur non alterando l'essenza del fenomeno, agevolano sensibilmente gli sviluppi analitici. Le accennate semplificazioni riguardano la forma del segnale video completo rappresentato in fig. 18 e applicato ai morsetti 1-2 di entrata di circuito di fig. 17; esse sono le seguenti:

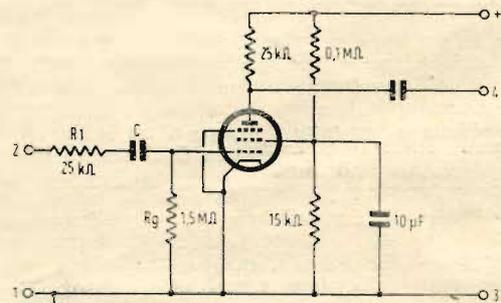



Fig. 17. — *Stadio separatore di ampiezza e limitatore degli impulsi.*

1) La durata dell'impulso di sincronizzazione orizzontale è posta uguale alla durata dell'impulso di soppressione orizzontale; il valore comune delle due durate è posto uguale a t_o.

2) L'impulso di sincronizzazione verticale è idealizzato in un unico impulso di durata t_v uguale alla somma delle durate di tutti gli eventuali impulsi larghi parziali (6 nello standard RMA) e dei rispettivi brevi intervalli di separazione.

3) Non si considerano gli intervalli degli eventuali impulsi egualizzatori durante il periodo di soppressione verticale, perchè data la loro breve durata si può ritenere che il livello L_u rimanga all'incirca costante.

Analogamente non si considerano gli intervalli occupati dagli impulsi orizzontali durante il periodo di soppressione verticale perchè la loro analisi è riducibile con tutta facilità a quella che sarà effettuata per gli stessi impulsi al di fuori di tale periodo.

4) Del segnale video immagine si considera il livello medio costante preso nell'intervallo tra due linee successive.

Facciamo infine le seguenti posizioni:

V = ampiezza del segnale video composto applicato all'entrata 1-2.

$V_s = \alpha V \equiv h$ ampiezza degli impulsi di sincronismo.

α = percentuale di sincronizzazione nel segnale composto.

$V_i = \beta V$ = livello medio del segnale di immagine computato dalla sommità dei picchi di sincronismo nell'intervallo tra due linee successive.

β = percentuale del segnale composto corrispondente al livello medio V_i.

$(1-\beta) V$ = livello medio del segnale di immagine computato dall'asse zero volt.

V_{c_1} = tensione alla fine della scarica ai capi del condensatore C (v. fig. 17).

V_{c_2} = tensione alla fine della carica ai capi del condensatore C durante gli impulsi di linea.

V_{c_3} = tensione alla fine della carica ai capi del condensatore C durante gli impulsi di quadro.

t_0 = durata di impulso orizzontale.

t_v = durata di impulso verticale.

t_1 = durata dell'intervento video tra due linee successive.

In corrispondenza di un picco di sincronismo di linea, che rende la griglia positiva rispetto al catodo, si ha passaggio di corrente di griglia che autopolarizza lo stadio con una tensione continua di valore minore dell'ampiezza del picco di sincronismo incidente, precisamente di valore uguale a tale ampiezza attenuata nel rapporto della resistenza r_{gk} (tra griglia e catodo) e la resistenza R_1.

L'azione della R_1 è appunto quella di ammettere alla griglia un segnale sincronizzante minore di quello applicato all'entrata: per la presenza di R_1 viene eliminata la parte del sincro che sta al disopra del livello di resa utile L_u negli intervalli di tempo in cui si ha corrente di griglia.

$$V_{c_1} = (1-\beta)\left(1-e^{-\frac{t_1}{R_gC}}\right) V + e^{-\frac{t_1}{R_gC}}\left[\left(1-e^{-\frac{t_0}{R_1C}}\right) V + e^{-\frac{t_0}{R_1C}} V_{c_1}\right] =$$

$$= (1-\beta)\left(1-e^{-\frac{t_1}{R_gC}}\right) V + e^{-\frac{t_1}{R_gC}}\left(1-e^{-\frac{t_0}{R_1C}}\right) V + e^{-\frac{t_1}{R_gC}} \cdot e^{-\frac{t_0}{R_1C}} \cdot V_{c_1},$$

da cui

$$V_{c_1}\left[1 - e^{-\frac{t_1}{R_gC}} \cdot e^{-\frac{t_0}{R_1C}}\right] = \left[(1-\beta)\left(1-e^{-\frac{t_1}{R_gC}}\right) + e^{-\frac{t_1}{R_gC}}\left(1-e^{-\frac{t_0}{R_1C}}\right)\right] V$$

$$= \left[1 - \beta\left(1-e^{-\frac{t_1}{R_gC}}\right) - e^{-\frac{t_1}{R_gC}} \cdot e^{-\frac{t_0}{R_1C}}\right] V$$

Alla fine di un impulso orizzontale il condensatore C ha terminato di caricarsi attraverso alle resistenze in serie R_1 e r_{gk} (quest'ultima può trascurarsi essendo di poche centinaia di ohm) e alle sue armature si localizza la tensione V_{c_2}. Al cessare dell'impulso suddetto e per tutto il tempo t_1 tra la fine di questo e l'inizio del successivo, il condensatore C si scarica attraverso le

$$V_{c_2} = \left(1-e^{-\frac{t_0}{R_1C}}\right)V + e^{-\frac{t_0}{R_1C}}\left[1 - \frac{\beta\left(1-e^{-\frac{t_1}{R_gC}}\right)}{1-e^{-\frac{t_1}{R_gC}} \cdot e^{-\frac{t_0}{R_1C}}}\right] V = V - e^{-\frac{t_0}{R_1C}} V + e^{-\frac{t_0}{R_1C}} V - \frac{e^{-\frac{t_0}{R_1C}}\beta\left(1-e^{-\frac{t_1}{R_gC}}\right) V}{1-e^{-\frac{t_1}{R_gC}} \cdot e^{-\frac{t_0}{R_1C}}}$$

resistenze R_1 e R_g di griglia (la R_1 essendo di circa 25 kohm può essere trascurata rispetto a R_g che vale 1,5 Mohm) e la tensione alle sue armature tende ad abbassarsi da V_{c_2} al livello medio $(1-\beta) V$ del segnale di immagine. La scarica però non sarà così lunga da raggiungere questo valore, ma si arresterà al valore V_{c_1} facilmente calcolabile tenendo presente che all'inizio della scarica la tensione ha subito la istantanea diminuzione $V_{c_2} - (1-\beta) V$; questo salto di tensione è quello che determina la scarica stessa secondo la legge esponenziale data dalla [4] in cui si assumerà $t = t_1$, $R = R_g$ e $C = C$; per avere il valore V_{c_1} della tensione ai capi di C e alla fine della scarica basta sommare tale d.d.p. dopo il tempo t_1 alla componente costante $(1-\beta) V$ del livello video medio, cioè:

$$V_{c_1} = [V_{c_2} - (1-\beta) V]\, e^{-(t_1/R_gC)} + (1-\beta) V;$$

ossia:

$$V_{c_1} = (1-\beta)\left(1-e^{-(t_1 R_gC)}\right) V + e^{-(t_1 R_gC)} V_{c_2} \qquad [23]$$

Nella [23] sono incognite tanto la V_{c_1} quanto la V_{c_2}, occorre perciò stabilire tra le grandezze in gioco una seconda equazione che facendo sistema con la [23], permetta di determinare entrambe le incognite.

La nuova relazione cercata è presto stabilita considerando il valore V_{c_2} della tensione alle armature di C alla fine della carica: all'ingresso dell'estremo saliente dell'impulso di linea la tensione al condensatotre varia istantaneamente dal valore V_{c_1} al valore V, la carica susseguente durante il tempo t_0, è quindi determinata dalla d.d.p. $(V - V_{c_1})$ secondo la legge esponenziale fornita dalla [9] in cui si deve porre $t = t_0$, $R = R_1$ e $C = C$; la V_{c_2} alla fine della carica sarà uguale alla tensione iniziale V_{c_1} aumentata dalla componente esponenziale, cioè:

$$V_{c_2} = V_{c_1} + (V - V_{c_1})\left(1 - e^{-\frac{t_0}{R_1C}}\right),$$

da cui

$$V_{c_2} = V_{c_1} + V - Ve^{-\frac{t_0}{R_1C}} - V_{c_1} + e^{-\frac{t_0}{R_1C}} V_{c_1},$$

ossia

$$V_{c_2} = \left(1 - e^{-\frac{t_0}{R_1C}}\right) V + e^{-\frac{t_0}{R_1C}} V_{c_1} \qquad [24]$$

che è la seconda equazione cercata.

Per risolvere il sistema formato dalle [23] e [24] si sostituisca la seconda nella prima, ottenendo successivamente:

e infine

$$V_{c_1} = \left[1 - \frac{\beta\left(1-e^{-\frac{t_1}{R_gC}}\right)}{1-e^{-\frac{t_1}{R_gC}} \cdot e^{-\frac{t_0}{R_1C}}}\right] V \qquad [25]$$

Per determinare l'espressione di V_{c_2} basta ora sostituire la [25] nella [24]:

$$V_{c_2} = \left[1 - \frac{\beta\, e^{-\frac{t_0}{R_1C}}\left(1-e^{-\frac{t_1}{R_gC}}\right)}{1-e^{-\frac{t_1}{R_gC}} \cdot e^{-\frac{t_0}{R_1C}}}\right] V \qquad [26]$$

Conviene introdurre qualche semplificazione allo scopo di rendere le [25] e [26] adatte al calcolo immediato di V_{c_1} e V_{c_2}. E' noto lo sviluppo in serie di Taylor dell'esponenziale:

$$e^x = 1 + \sum_{1}^{\infty} \frac{x^n}{n!}$$

Se l'esponente x è $< 1/10$, è lecito arrestare lo sviluppo al 2° termine:

$$e^x = 1 + x, \quad \text{da cui} \quad e^{-x} = 1/(1+x) \qquad [27]$$

ammettendo un errore minore dell'1%.

Calcolando gli esponenti di e che figurano nella [25] coi valori adottati nello schema di fig. 17 e ricordando la fig. 1 a''') relativa allo standard RMA, si ha

$$t_0 = 0{,}08\ H = 0{,}08/f_0 = 0{,}08/15750 = 5{,}1\ \mu\text{sec}$$

$$t_1 = 63{,}5 - 5{,}1 = 58{,}4\ \mu\text{sec}$$

$$R_g = 1{,}5\ \text{Mohm} \qquad R_1 = 25\ \text{kohm} \qquad C = 0{,}01\ \mu\text{F}$$

$$\frac{t_1}{R_gC} = \frac{58{,}4 \times 10^{-6}}{1{,}5 \times 10^{6} \times 0{,}01 \times 10^{-6}} = 3{,}9 \times 10^{-3}\ (< 0{,}05)$$

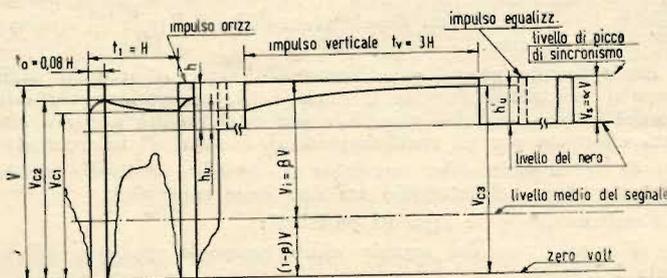



Fig. 18. — *Segnale semplificato applicato ai morsetti 1-2 di entrata del circuito di fig. 17.*

$$\frac{t_0}{R_1C} = \frac{5,1 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{3} \times 0,01 \times 10^{-6}} = 2,04 \times 10^{-2} \quad (< 0,05)$$

questi valori autorizzano a sviluppare gli esponenziali della [25] secondo la [27]:

$$1 - e^{-\frac{t_1}{R_gC}} = 1 - \frac{1}{1 + \frac{t_1}{R_gC}} = \frac{\frac{t_1}{R_gC}}{1 + \frac{t_1}{R_gC}}$$

$$1 - e^{-\frac{t_1}{R_gC}} \cdot e^{-\frac{t_0}{R_1C}} = 1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{t_1}{R_gC}\right)\left(1 + \frac{t_0}{R_1C}\right)} = \frac{1 + \frac{t_1}{R_gC} + \frac{t_0}{R_1C} + \frac{t_1 t_0}{R_g R_1 C^2} - 1}{\left(1 + \frac{t_1}{R_gC}\right)\left(1 + \frac{t_0}{R_1C}\right)}$$

Sostituendo questi valori nella [25] si trova:

$$V_{c_1} = \left[1 - \frac{\beta \frac{t_1}{R_gC}\left(1 + \frac{t_1}{R_gC}\right)\left(1 + \frac{t_0}{R_1C}\right)}{\left(1 + \frac{t_1}{R_gC}\right)\left(\frac{t_1}{R_gC} + \frac{t_0}{R_1C} + \frac{t_1 t_0}{R_g R_1 C^2}\right)}\right] V$$

dividendo numeratore e denominatore per

$$\left(1 + \frac{t_1}{R_gC}\right)\left(1 + \frac{t_0}{R_1C}\right)$$

si ottiene

$$V_{c_1} = \left[1 - \frac{\frac{t_1}{R_gC}}{\frac{t_1}{R_gC} + \frac{\frac{t_0}{R_1C}}{1 + \frac{t_0}{R_1C}}}\right] V$$

poichè $t_0/R_1C = 0,024$ si può trascurarlo rispetto all'unità; per cui:

$$V_{c_1} = \left[1 - \frac{\beta \frac{t_1}{R_gC}}{\frac{t_1}{R_gC} + \frac{t_0}{R_1C}}\right] V$$

e in definitiva:

$$V_{c_1} = \left[1 - \frac{\beta}{1 + \frac{t_0 R_g}{t_1 R_1}}\right] V \qquad [28]$$

E' facile ora calcolare il livello di resa utile L_u dato dalla [22]:

$$L_u = \frac{h_u}{h} = \frac{V_{c_1} - (V - V_s)}{V_s} = \frac{V_{c1} - (1 - \alpha) V}{\alpha V}$$

introducendo in quest'ultima la [28] si trova

$$L_u = \frac{1 - \frac{\beta}{1 + \frac{t_0 R_g}{t_1 R_1}} - 1 + \alpha}{\alpha} = 1 - \frac{\beta}{\alpha\left(1 + \frac{t_0 R_g}{t_1 R_1}\right)} \qquad [29]$$

Dalla [29] si deduce che il livello di resa dipende dal livello medio del segnale video immagine, dalla percentuale di sincronismo rispetto all'onda completa e dal rapporto R_g/R_1. Di questi tre elementi solo α è costante (per lo standard RMA $\alpha = (25 \pm 2,5)\%$).

Il rapporto R_g/R_1 è regolabile secondo il valore che approssimativamente si intende assegnare ad L_u; in particolare se nella [29] si pone $R_1 = 0$ si ottiene $L_u = 1$, ossia il livello di resa raggiunge la sommità dei picchi sincronizzanti, perciò il sincro perviene alla griglia del tubo separatore con tutta la sua ampiezza inalterata non avendo subito alcuna attenuazione. Infatti se $R_1 = 0$ lo schema di fig. 17 si riduce praticamente allo schema generale di fig. 10 *a*) col quale appunto il sincro perviene integralmente alla griglia.

Se ad es. si desidera ottenere $L_u = 60\%$, essendo $\alpha = 0,25$, $t_0 = 5,1\ \mu S$, $t_1 = 58,4\ \mu S$ e supponendo $\beta = 0,7$ (supponendo cioè che il livello medio del segnale immagine sia il 70% dell'onda completa) risolvendo la [29] rispetto al rapporto R_g/R_1 e sostituendo i valori stabiliti, si ha:

$$\frac{R_g}{R_1} = \frac{t_1}{t_0}\left[\frac{\beta}{\alpha(1 - L_u)} - 1\right] \qquad [30]$$

$$\frac{R_g}{R_1} = \frac{58,4}{5,1}\left[\frac{0,7}{0,25(1 - 0,6)} - 1\right] \simeq 68,4$$

se si assume $R_g = 1,5$ Mohm si ha per R_1 il valore:

$$R_1 = \frac{1,5 \times 10^6}{68,4} \simeq 22\ k\Omega$$

che è prossimo ai 25 kohm adottati nello schema elettrico di fig. 17.

Con un segnale composto di ampiezza totale $V = 20$ volt applicato ai morsetti 1-2 del circuito separatore si avrebbe:

$$V_s = \alpha V = 0,25 \times 20 = 5 \text{ volt}$$

$$L_u = 0,6 \times 5 = 3 \text{ volt}$$

il che significa che il sincro perviene alla griglia del tubo separatore con ampiezza di 3 volt, mentre la sua ampiezza ai punti 1-2 è di 5 volt. La verifica sperimentale può essere fatta a mezzo di voltmetro a valvola o di oscillografo applicati all'attacco di griglia del tubo separatore: mantenendo il tubo fuori dallo zoccolo si misurano 5 V, infilando il tubo nello zoccolo, dopo il riscaldamento del catodo, il livello utile scende a 3 V.

Tutto ciò è vero se il livello medio del segnale immagine resta costante al 70% come supposto nell'esempio numerico qui riportato, ma questo è un caso eccezionale che si verifica solo nelle prove di laboratorio quando per la generazione del segnale immagine si usano delle mire elettroniche particolari, formate ad es. da una successione di barre verticali nere e bianche alternate e di larghezza costante.

Nella pratica delle trasmissioni il segnale video immagine è continuamente variabile e con esso variano anche il suo livello medio e il livello di resa utile L_u; precisamente con immagini molto brillanti L_u diminuisce avvicinandosi al livello del nero (β prossimo all'unità), mentre con immagini scure L_u aumenta approssimandosi al livello di picco del sincro (β prossimo a zero). Analogamente L_u aumenta diminuendo la percentuale di sincronizzazione, mentre se questa aumenta, L_u diminuisce.

Per quanto nella [29] non compaia la capacità C di accoppiamento, il livello L_u non è indipendente da esso in quanto le approssimazioni introdotte negli sviluppi in serie degli esponenziali sono lecite finchè gli esponenti sono minori di 0,1; si è già calcolato che il rapporto $t_0/R_1C = 0,024$; da cui si deduce il valore di C:

$$C = \frac{t_0}{0,024\ R_1} = \frac{5,1 \times 10^{-6}}{0,024 \times 25 \times 10^{3}} = 8,5\ m\mu F$$

accettabile perchè ricavato dal valore 0,024 del rapporto menzionato, che può al massimo raggiungere il valore di 5/100 affinchè sia praticabile l'altra approssimazione adottata nel computo della [29].

Si richiama l'attenzione sul fatto che il tempo t_0 di durata di un impulso orizzontale dipende dal livello L_u, perchè tale impulso non è rigorosamente rettangolo come implicitamente ammesso qui, ma ha forma trapezoidale con angoli arrotondati, quindi la sua durata è massima alla base (livello del nero) e minima alla sommità (picco del sincro).

Non si insiste sul calcolo di L_u che dovrebbe essere in conseguenza eseguito per successive approssimazioni (infatti fissati R_1 e R_g e calcolato L_u con la [29] si dovrebbe determinare il tempo t_0' di durata dell'impulso orizzontale a tale altezza e quindi ripetere il calcolo di L_u finchè i risultati ottenuti siano praticamente coincidenti), perchè i valori trovati subirebbero piccole modifiche e perchè il metodo esposto non è esatto per le ipotesi semplificative ammesse in principio, ma fornisce solo dei dati calcolati orientativi e molto vicini al vero, che devono peraltro essere precisati sperimentalmente.

Quanto si è detto fin qui circa il livello di resa utile L_u si intende valido durante i tempi attivi di sintesi, ma i risultati cessano di essere attendibili durante il periodo di spegnimento verticale. Resta quindi ora da calcolare il livello di resa durante l'impulso sincronizzante verticale. Durante questo tempo $t_v = 3 \times 63,5 = 190,5$ μsec) il condensatore si carica attraverso alla resistenza R_1 sotto l'azione della d.d.p. $(V - V_{c_1})$ che si aggiunge istantaneamente alla tensione V_{c_1} esistente ai suoi capi nell'istante in cui arriva l'estremo saliente dell'impulso verticale; pertanto alla fine della carica, coincidente, dopo il tempo t_v, coll'avvento dell'estremo discendente dell'impulso verticale, la tensione ai capi di C vale:

$$V_{c_3} = V_{c_1} + (V - V_{c_1})\left(1 - e^{-(t_v/R_1C)}\right) = V - e^{-(t_v/R_1C)}(V - V_{c1}) \qquad [31]$$

Il livello L_u' di resa utile alla fine dell'impulso verticale è espresso da:

$$L'_u = \frac{h'_u}{h} = \frac{V_{c_3} - (V - V_s)}{V_s}$$

introducendo in quest'ultima la [31] e ricordando che $V_s = \alpha V$, si ha:

$$L'_u = \frac{V_s - (V - V_{c1})\, e^{-\frac{t_v}{R_1 C}}}{V_s} = \frac{V_{c1}\, e^{-\frac{t_v}{R_1 C}} + \left(\alpha - e^{-\frac{t_v}{R_1 C}}\right) V}{\alpha V}$$

sostituendo ora per V_{c1} l'espressione data dalla [27], si ricava

$$L'_u = \frac{V e^{-\frac{t_v}{R_1 C}} - \frac{\beta\, e^{-\frac{t_v}{R_1 C}} V}{1 + \frac{t_0 R_g}{t_1 R_1}} + \alpha V - e^{-\frac{t_v}{R_1 C}} V}{\alpha V} = \frac{\alpha - \beta \frac{e^{-\frac{t_v}{R_1 C}}}{1 + \frac{t_0 R_g}{t_1 R_1}}}{\alpha} \qquad L'_u = 1 - \frac{\beta}{\alpha} \frac{e^{-\frac{t_v}{R_1 C}}}{1 + \frac{t_0 R_g}{t_1 R_1}} \qquad [32]$$

Dalla [29] si deduce:

$$\frac{\quad}{\alpha \left(1 + \frac{t_0 R_g}{t_1 R_1}\right)} = 1 - L_u$$

e sostituendo nella [32]:

$$L_u' = 1 - (1 - L_u)\, e^{-(t_v/R_1C)} = 1 + e^{-(t_v/R_1C)} (L_u - 1) \qquad [33]$$

Dal confronto della [32] colla [29] essendo l'esponenziale negativo risulta immediatamente che $L_u' > L_u$, ciò significa che dopo l'impulso verticale il sincro ha un'altezza maggiore di quella che ha prima di detto impulso, cioè la parte tagliata via degli impulsi sincronizzanti è minore che durante gli intervalli utili in cui si ha il segnale di immagine. E' evidente che questa variazione del livello di resa sia dannosa; occorre perciò ridurla al minimo possibile; per ottenere ciò basta fissare la percentuale massima ammissibile per detta variazione rispetto al livello L_u, tenendo presente che essa è prodotta dal fattore esponenziale della [32]. Così se si vuole che la massima fluttuazione ΔL_u del livello di resa dopo il ritorno verticale sia il 3% del livello L_u prima di esso si ha:

$$e^{-(t_v/R_1C)} = 0{,}07$$

ciò che si ottiene approssimativamente assumendo

$$t_v/R_1C = 0{,}03$$

questa equazione ci permette di ricavare il valore minimo di C al di sopra del quale la variazione del livello di resa dopo il sincronismo verticale è minore del 3%

$$C = \frac{t_v}{0{,}03\ R_1} = \frac{190{,}5 \times 10^{-6}}{0{,}03 \times 25 \times 10^{3}} = 254 \times 10^{-9} = 0{,}254\ \mu F$$

questo è il minimo valore che si deve assegnare al condensatore di accoppiamento per impedire che il livello di resa superi il valore previsto; si intende che se è possibile ammettere percentuali maggiori di variazioni il valore minimo di C diminuisce: in pratica si può ammettere

$\Delta L_u = 5\%$ cui corrisponde $C \simeq 0{,}18\ \mu F$.

Precedentemente si è calcolato $C = 0{,}0085\ \mu F$ per lo stesso condensatore di accoppiamento; questo è il valore di C per il quale il livello di resa diventa indipendente dal condensatore di accoppiamento stesso in assenza dell'impulso sincronizzante verticale. L'incidenza di quest'ultimo ha portato al valore di $C = 0{,}254\ \mu F$, che assicura la pratica costanza del livello di resa utile sia in presenza del segnale video immagine, sia di entrambi gli impulsi di sincronismo di linea e di quadro. Grandi valori di C portano pure a grandi valori per le costanti di tempo R_1C e R_gC garantendo largamente le condizioni imposte per le semplificazioni introdotte nel corso della trattazione e già assicurate da $C = 0{,}01\ \mu F$ come si è visto. Con quest'ultimo valore la [33] fornisce:

$$L'_u = 1 + (0{,}6 - 1)\, e^{-\frac{190{,}5 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{3} \times 0{,}01 \times 10^{-6}}} = 1 - 0{,}4 \times e^{-0{,}763} = 1 - 0{,}186 = 0{,}814 = 81{,}4\%\ \text{di}\ V_s$$

mentre prima dell'impulso verticale si ha $L_u \simeq 0{,}6 \simeq 60\%$ di V_s.

Si richiama l'attenzione sul seguente punto:

il segnale di entrata presenta il 75% di segnale immagine e il 25% di sincronismo; per effetto della corrente di griglia una parte del sincro viene eliminata fino a ridurre l'altezza al livello di resa utile L_u aumentando in corrispondenza l'altezza del video della stessa percentuale di quanto è diminuito il sincro, perchè la somma delle due percentuali deve sempre essere il 100% del segnale completo.

Così se alla griglia perviene il sincro con altezza pari al 15%, l'altezza del piedestallo al livello del nero diventa uguale all'85%: questo non significa però che la parte eliminata del sincro sia il 10%; la diminuzione è maggiore e si calcola tenendo presente che il rapporto video sincro deve essere costante cioè, detta x la parte tagliata, si ha:

$$25/75 = (15 + x)/85,$$

da cui $x = (25/75) \times 85 - 15 = 28{,}35 - 15 = 13{,}35\%$

per cui il livello di resa risulta:

$$L_u = 1 - [13{,}35/(13{,}35 + 15)] = 1 - 0{,}472 = 0{,}528 = 52{,}8\%$$

Questo esempio suggerisce un facile metodo di calcolo del livello di resa utile dalle misure di tensione od oscillografiche eseguite ai morsetti 1 - 2 del circuito di fig. 17 e alla griglia del tubo separatore.

(continua)

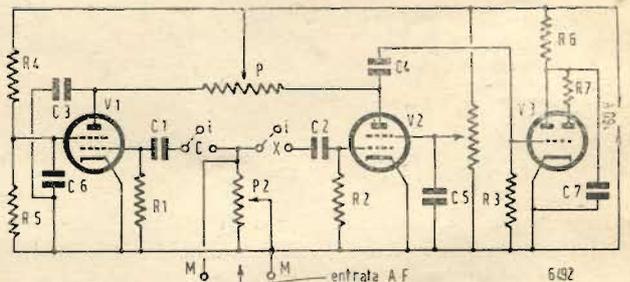
PONTE ELETTRONICO PER R.C.L.

GIANFRANCO PENNISI

E' un comune ponte di Wheatstone, due rami del quale sono costituiti da due pentodi in A.F. funzionanti in regime di rivelazione per falla di griglia. L'azzeramento è indicato da un iride catodica.

In C ed X un doppio interruttore di corto circuito per l'azzeramento preliminare del ponte prima di ogni misura.

Allo scopo, si porta il potenziometro P al centro e dopo aver chiuso ii, si manovra $P1$ fino ad ottenere l'azzeramento dell'iride catodica, indi si apre ii e si ruota il potenziometro P fino ad ottenere nuovamente l'azzeramento.

La deviazione che si legge su P non è proporzionale, in quanto $V1$ e $V2$ funzionano in regime di falla di griglia che non è lineare, inutile quindi dare indicazioni precise per la taratura di P che va fatta sperimentalmente.

Elenco componenti: P = 50 k, filo; P1 = 0,5 M; P2 = 0,1 M; R1 = R2 = R7 = 1M; R3 = 0,7M; R4 = 350k; R5 = 150k; R6 = 2k; C1 = C2 = 300pF; C3 = C4 = 5.000 pF; C5 = C6 = 20.000pF; C7 = 8 microF, elett.; ii = interruttore doppio.

In C vanno inserite le R-C-L campione ed in X quelle sconosciute. I morsetti MM vanno alimentati in A.F. modulata (per misure di R anche B.F.) mentre $P2$ serve alla regolazione della sensibilità.

Il ponte era stato inizialmente progettato per la sola misura della reattanza induttiva di condensatori fissi, allo scopo l'A.F. di entrata era di 20 MHz per ridurre al minimo le deviazioni di reattanza capacitiva.

Tuttavia lo strumento si è dimostrato utile anche per le misure di R-C potendo indicare scarti dell'1% nel confronto di tali valori.

L'eventuale inserzione di un commutatore in C permetterà il rapido passaggio da una serie all'altra di portate.

La costruzione non ha nulla di speciale e sono inutili altre spiegazioni, in quanto chi si accingerà al montaggio avrà certo alquanta pratica.

Si raccomanda solo la buona schermatura dei componenti e l'ottima qualità degli stessi, specie dei valori campione e del potenziometro di confronto P che deve essere a filo, nonchè una alimentazione ben dimensionata per evitare instabilità.

Curare inoltre che tensione e frequenza A.F. di entrata siano sempre le stesse. [6492]

PONTE PER DILETTANTE

TULLIO MAGLIETTA

Uno strumento di qualche pretesa — di rendimento assai superiore a quello del solito ohmmetro — può essere costruito dal dilettante con mezzi modesti, adottando lo schema funzionale rappresentato nella fig. 1.

E' lo schema di un ponte volutamente asimmetrico, con portata compresa fra i rapporti 0,1 e 1,2: queste sue caratteristiche conferiscono alla scala notevoli pregi di estendibilità per moltiplicazione e di limitato addensamento delle graduazioni.

Le due braccia regolabili sono costituite dai due rami di un potenziometro da 1000 ohm; sono lasciati all'estremità di esso due brevi settori morti di soli 20 ohm ciascuno, necessari e sufficienti a compensare le piccole differenze fra valori misurati e valori reali delle resistenze del ponte e ad ottenere, sui rapporti estremi, comodità di manovra e sicurezza di contatto.

Il semplice calcolo è stato condotto con l'ausilio dello schema di fig. 2.

Per la realizzazione dei rapporti estremi occorre che sia:

$$\begin{cases} \dfrac{R_b + 20}{R_a + 980} = 0{,}1 \\[2mm] \dfrac{R_b + 980}{R_a + 20} = 1{,}2 \end{cases}$$

ne segue:

$$\begin{cases} R_a = 940 \text{ ohm} \\ R_b = 172 \text{ ohm} \end{cases}$$

arrotondando: $R_a = 940$ ohm; $R_b = 170$ ohm, totale 2110 ohm.

I rapporti estremi diventano:

$$\begin{cases} 2110/2.2 = 959{,}09 \text{ ohm} \\ 2110/11 = 191.81 \text{ ohm} \end{cases}$$

da cui

$$\begin{cases} s_1 = 19{,}09 \text{ ohm} \\ s_2 = 21{,}81 \text{ ohm} \end{cases}$$

Il ponte è stato progettato modificabile, con manovra istantanea, per consentire anche la misura dello scarto percentuale tra resistenza in esame e resistenza campione.

La scala del % è concentrica a quella del rapporto e servita dallo stesso potenziometro.

Le modifiche sono quelle occorrenti per portare al centro lo zero della graduazione (poichè interessano in uguale misura tanto lo scarto positivo che quello negativo) e ad inquadrarla tra i limiti —20% e +25%.

Lo spostamento dello zero al centro è ottenuto con una resistenza da 770 ohm, inserita in serie, per rendere il ponte simmetrico; la dilatazione della scala è ottenuta con una resistenza da 350 ohm, inserita in derivazione sul potenziometro.

Ecco il semplice calcolo (fig. 3):

— il cursore deve essere al centro quando il rapporto è 1
  $R_x = R_c$ scarto 0%
— il cursore deve essere in *B* quando il rapporto è —20%
  $R_x/R_c = 80/100$ scarto —20%
— il cursore deve essere in *A* quando il rapporto è +25%
  $R_x/R_c = 125/100$ scarto + 25%

Indicando con R_m il valore della maglia:

$$\frac{940}{940 + R_m} = \frac{80}{100}$$

da cui

$$R_m = 235 \text{ ohm}$$

Se si pone $R_s = 350$ ohm si avrà:

$$R_m = \frac{350 \times 1000}{350 + 1000} = 259{,}26 \text{ ohm}$$

e agli estremi si avrà:

$$\frac{940}{940 + 259{,}26} \quad \text{pari a} \quad \frac{78{,}4}{100}$$

corrispondente al —21,6%

$$\frac{940 + 259{,}26}{940} \quad \text{pari a} \quad \frac{127{,}5}{100}$$

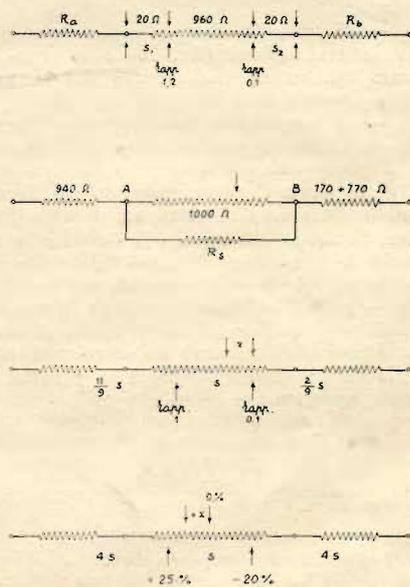
corrispondente al + 27,5%

con ciò è ottenuto il settore richiesto ed avanzano due piccoli tratti morti agli estremi, all'incirca uguali a quelli lasciati nella scala dei rapporti.

La possibilità di misura dello scarto percentuale è assai redditizia, non soltanto perchè maggiora le prestazioni dello strumento, ma anche perchè, essendo la sensibilità sulla scala del % assai superiore a quella sulla scala del rapporto, il dispositivo conferisce maggiore precisione alle operazioni per la costruzione stessa del ponte.

* * *

Un deviatore a due posizioni predispone il ponte per la misura del rapporto numerico o per la misura dello scarto percentuale.

Un commutatore predispone il ponte per la misura riferita a campioni esterni (ponte aperto) o riferita a campioni interni, o

Dall'alto al basso: Fig. 2. — 3. — 4. e 5.

infine lo chiude su due resistenze da 200 ohm perfettamente uguali per controllare che l'indice non sia scivolato sull'albero del potenziometro. E' notevole la disposizione per la quale il suddetto controllo può essere fatto su entrambe le scale, e la misura dello scarto percentuale può essere fatta non soltanto rispetto a campioni esterni ma anche (limitatamente ai valori interi 1, 10, 100, 1 k, 10 k, 100 k, 1 M) rispetto ai campioni interni.

* * *

Le scale si calcolano punto per punto, nel seguente modo.

Qualunque sia il valore reale delle resistenze usate (in generale non coincidente con quello teorico) debbono essere rispettati i rapporti indicati in fig. 4, e perciò se x è l'elongazione dell'indice corrispondente al rapporto m si dovrà avere, in generale:

$$\frac{\frac{2}{9} s + x}{\frac{20}{9} s - x} = m$$

da cui:

$$x = \frac{2}{9} \, \frac{10m - 1}{m + 1} \, s$$

formula semplicissima che consente di calcolare le varie elongazioni x corrispondenti ai diversi rapporti m, quando si cono-

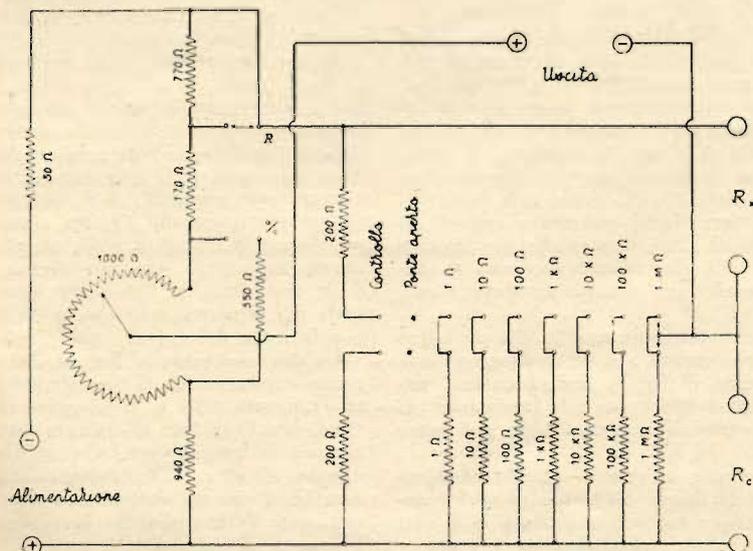



Fig. 1 - *Schema funzionale dell'ohmmetro. Si tratta di un ponte asimmetrico, con portata compresa tra i rapporti 0,1 e 1,2.*

sca il valore del settore complessivo s (x in gradi se s è in gradi).

In modo perfettamente analogo, per la scala del %, tenendo presente lo schema di fig. 5, se x è l'elongazione dell'indice corrispondente allo scarto percentuale p si avrà:

$$\frac{4{,}5\ s + x}{4{,}5\ s - x} = \frac{100 + p}{100}$$

da cui

$$x = \frac{4{,}5\ p}{200 + p}\ s$$

formula semplicissima, che permette di calcolare le varie elongazioni x (positive e negative) corrispondenti ai diversi valori dello scarto p (positivi e negativi) quando si conosca il valore del settore complessivo s (x in gradi se s è in gradi).

* * *

La scala verrà tracciata servendosi del ponte stesso, montato, nella posizione *ponte aperto*, col seguente procedimento pratico:

— si traccino due circonferenze base per le graduazioni (fig. 10) e si segni il punto 0% in alto, al centro del settore, sulla circonferenza interna;

— si inseriscano due resistenze R_x ed R_c perfettamente uguali e quindi, ruotando l'albero del potenziometro, si perfezioni al massimo l'azzeramento; infine, fermo l'albero stesso, si investa su di esso l'indice, in modo che segni 0% (trovata in tal modo la posizione relativa dell'indice rispetto all'albero essa non sarà più variata);

— passando alla posizione *rapporto*, senz'altra modifica, ad azzeramento effettuato, l'indice si fermerà in corrispondenza della graduazione *rapporto* 1, che verrà segnata graficamente;

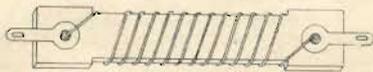



Fig. 6. — *Disposizione costruttiva delle resistenze di basso valore.*

— si inseriscano, in luogo delle precedenti, una resistenza R_x da 100 ohm ed una R_c da 1000 ohm: ad azzeramento effettuato, l'indice si fermerà in corrispondenza della graduazione *rapporto* 0,1, che verrà segnata graficamente;

— si sostituisca alla 1000 ohm una resistenza R_c da 80 ohm e si predisponga il ponte per la misura del %: ad azzeramento effettuato, l'indice si fermerà in corrispondenza della graduazione *—20%*, che verrà segnata graficamente;

— dopo avere invertita la posizione delle suddette due resistenze, ad azzeramento effettuato, l'indice si fermerà in corrispondenza della graduazione *+25%*, che verrà segnata graficamente.

Alla fine di tutte queste operazioni si saranno ottenuti graficamente i limiti e la

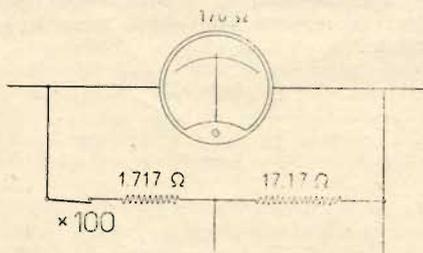
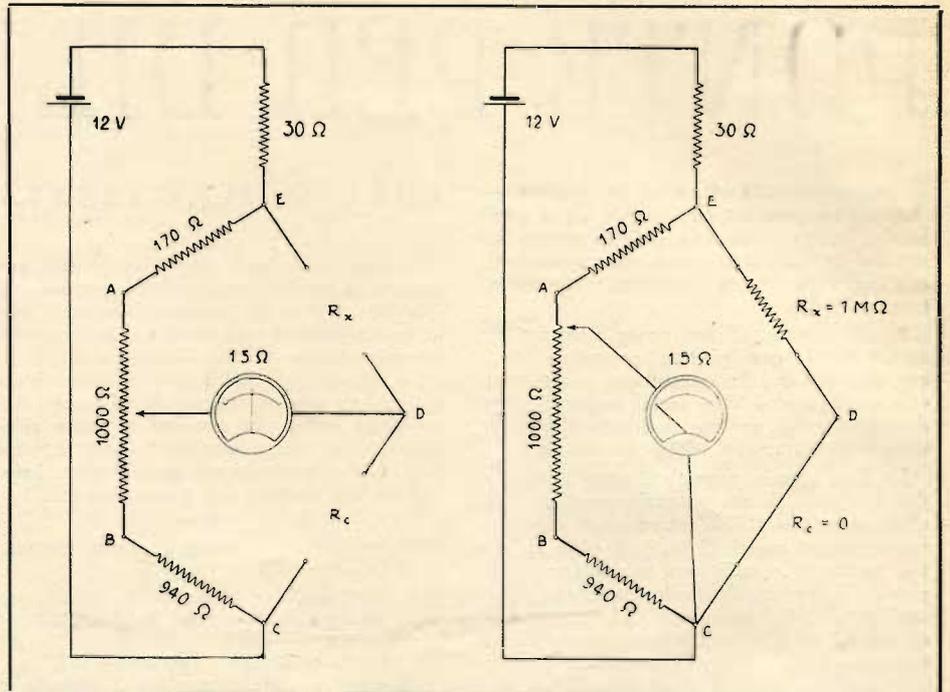



Fig. 7. — *Lo strumento deve essere salvaguardato dalle sovracorrenti, mediante due resistenze in serie e due pulsanti.*

A sinistra: Fig. 8. — *Schema per il calcolo di verifica delle dissipazioni.* A destra: Fig. 9. — *Alle resistenze Rc ed Rx sono stati dati i valori zero ohm e un megaohm.*

posizione angolare reciproca delle due scale: non resterà che rilevare tali elementi, per mezzo di un rapportatore, e si otterranno i valori da introdurre nelle formule, per il calcolo delle scale.

Per la scala dei rapporti, la formula è valida anche per i rapporti da 1 a 1,2, che escono dal settore misurato (la formula è valida, in generale, per qualunque valore di x compreso fra 0 e 20/9 di s, e dà luogo ad indeterminatezza solo per il valore limite $x = 20/9\ s$).

Per la scala del % può avvenire che i due settori positivo e negativo (che in teoria dovrebbero avere ampiezza uguale) differiscano in pratica, leggermente, per piccole inuguaglianze di costruzione del potenziometro. In tal caso, il valore del settore complessivo da inserire nella formula sarà costituito dal doppio del settore pratico positivo, per il calcolo del ramo positivo e dal doppio del settore pratico negativo, per il calcolo del ramo negativo.

Nella costruzione grafica sul foglio definitivo, si ponga molta attenzione a non variare la posizione angolare reciproca delle due scale.

* * *

Per la scelta del materiale e per la costruzione pratica consiglio di attenersi alle seguenti prescrizioni.

Il potenziometro potrà essere di tipo comune, purchè di buona costruzione, a filo, con scatola di 4 cm di diametro. E' bene che sia nuovo (il suo costo è di poche centinaia di lire).

Il deviatore dovrà assicurare contatti di responsabilità. Sarà meglio che sia del tipo a 8 terminali, che si collegheranno a coppie, in modo che ciascun contatto risulti doppio.

Il commutatore sarà meglio che sia a due vie (meglio ancora a 4 vie) collegate come nello schema di fig. 1, per assicurare contatti a bassa resistenza (le resistenze di contatto vanno a maggiorare le resistenze campione).

Le resistenze in genere saranno commerciali; quelle fino a 1000 ohm compreso sarà bene che siano a filo (ottime le 2 watt Ophidia), le altre chimiche, da 1 watt.

Le resistenze di basso valore (quelle campione da 1 e 10 ohm, quella da 30 ohm e quelle aggiuntive per tarare le resistenze commerciali) saranno autocostruite. Consiglio il supporto in bachelite 2×8 mm, con parte centrale di 2×6 mm e distanza fra i fori di 3 e 4 cm (fig. 6).

E' bene che tutte le resistenze vengano disposte in bell'ordine su pannelli di bachelite da 1,5 mm, con la dicitura visibile; anche le autocostruite porteranno l'indicazione in ohm su fascetta di carta leggera.

Il filo per le resistenze autocostruite potrà essere di costantana coperta di seta: ottimo quello da 0,18 mm (19,2 ohm per metro) che è molto malleabile, non troppo sottile, fa buona presa alla saldatura e costa soltanto poche lire al metro.

Non autocostruire resistenze di valore elevato; col filo Orion, che non si presta bene alla saldatura, è difficile ottenere contatti sicuri ai terminali e quindi resistenze di valore non precario.

La 30 ohm è bene che abbia spire leggermente distanziate (vedi calcolo della dissipazione).

La 940 ohm potrà essere formata con una 1000 ohm a filo shuntata con una 15.000 ohm chimica (maglia di 937 ohm).

Le 170 e 770 ohm saranno formate da resistenze commerciali a filo da 150 e 750 ohm, maggiorate con resistenze autocostruite da 20 ohm.

Un ohmmetro di media precisione sarà sufficiente per controllare le resistenze da 170, 940 e 350 ohm e tararle con l'aggiunta delle eventuali resistenze autocostruite. Se, a montaggio eseguito, si riscontrasse che i settori morti estremi fossero riusciti troppo piccoli o troppo grandi, si potrà facilmente modificarli con un piccolo ritocco delle resistenze da 170 e 940 ohm, per la scala dei rapporti, e di quella da 350 ohm, per la scala del %.

Le due resistenze a filo da 200 ohm saranno commerciali: si inseriranno nel ponte (rapporto 0%) e si maggiorerà la minore, con l'aggiunta di una resistenza autocostruita, fino a renderla perfettamente uguale all'altra. La resistenza aggiuntiva sarà bene che sia costruita in sito, per tener conto delle resistenze incognite dei collegamenti e dei contatti.

Se le scale saranno state disegnate correttamente, lo azzeramento ottenuto su

queste due resistenze nella posizione *controllo 0%* si manterrà perfetto anche nella posizione *controllo rapporto 1*.

Le due resistenze uguali occorrenti per la costruzione della scala saranno costituite dai due rami di un potenziometro da qualche centinaio di ohm, equilibrati sul ponte stesso (rapporto 0%) per tentativi, invertendone più volte la posizione fino ad azzeramento perfezionato al massimo. In sostituzione serve (meno bene) un potenziometro di valore più elevato, opportunamente shuntato.

Le resistenze di taratura da 80, 100 e 1000 ohm sono molto importanti, perchè da esse dipende la precisione di tutto lo strumento. Dovranno pertanto avere precisione non inferiore all'1% e potranno essere costruite da un laboratorio, o con l'ausilio di un amico meglio fornito, possessore di una scatola a decadi. Potranno anche essere costruite sul ponte stesso (rapporto 0% per i campioni da 100 e da 1000 ohm, rapporto 0,1 per gli altri).

Il filo per i collegamenti sarà di rame argentato da almeno 1 mm, inserito in tubetto sterlingato; le saldature saranno molto accurate, con asportazione della pasta salda eccedente, a mezzo di alcool.

Il diametro esterno della scala potrà essere di 12 cm.

Poichè l'azzeramento del ponte ha una curva di sensibilità piuttosto acuta, è consigliabile munire il potenziometro di manopola demoltiplicatrice, che potrà essere di qualunque tipo: la più estetica e la meno ingombrante è però la manopola coassiale.

Realizzando correttamente lo schema si ha movimento concorde dell'indice della scala e dell'indice dell'indicatore, ed è molto utile e pratico che anche la manopola si muova nello stesso senso. E' consigliabile perciò di adoperare una manopola la quale (qualunque sia il suo tipo) abbia movimento concorde con quello dell'albero del potenziometro.

* * *

L'indicatore di zero potrà essere costituito da un qualsiasi microamperometro, con ago al centro scala. I comuni milliamperometri da 800-1000 μA fondo scala non sono sufficientemente sensibili: la precisione del ponte consente l'uso di un microamperometro da 250 μA fondo scala, con alimentazione a voltaggio esiguo.

Per chi abbia modeste possibilità, faccio presente che ho ottenuto ottimi risultati da un modestissimo strumento americano di ricupero, della comune serie di 5 cm di diametro, con ago indicatore lungo appena 2,5 cm, portata 500 μA fondo scala; uno strumentista, con spesa modesta, ha portato l'ago al centro scala.

Lo strumento deve essere salvaguardato dalle sovracorrenti e ciò può essere fatto con due resistenze in serie e due pulsanti, come mostra la fig. 7, consentendo così tre sensibilità.

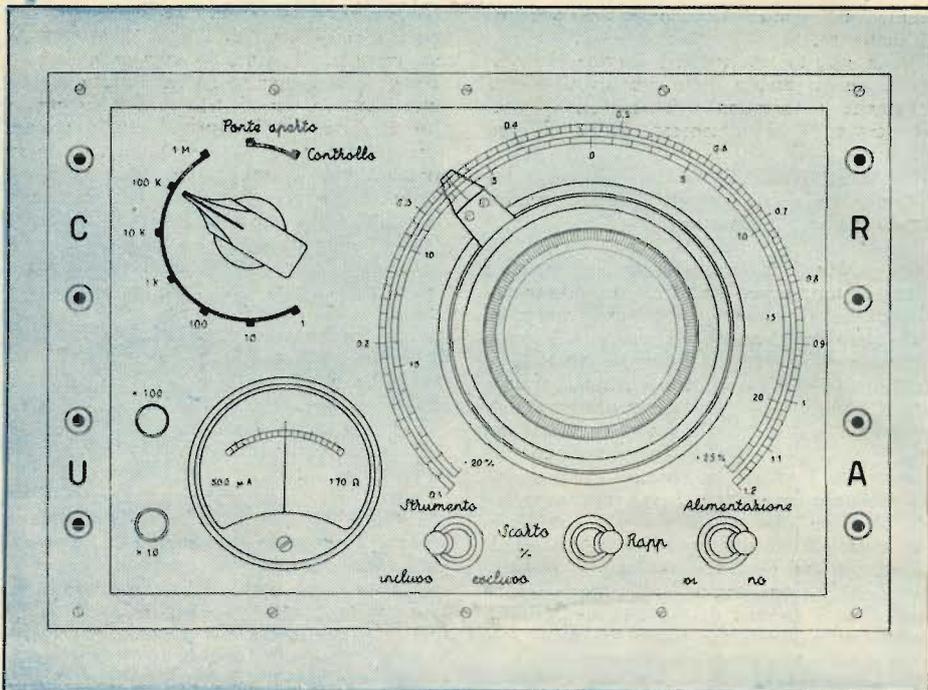



Fig. 10. — *Aspetto del pannello del ponte per dilettante. Si noti la razionale distribuzione dei vari comandi.*

Gli shunts dovranno avere resistenza pari ad 1/9 e ad 1/99 del valore della resistenza interna dello strumento. L'indicazione da apporre sui pulsanti è bene che sia riferita alla sensibilità e significa che l'elongazione dell'indice dello strumento viene amplificata 10 o 100 volte.

Lo shunt può anche essere costruito praticamente, con un circuito di circostanza alimentato da una pila a secco: la taratura si fa per tentativi ed è perfetta quando l'inserimento dello shunt riduce l'indicazione dello strumento ad 1/10 di quella che era senza shunt (non occorre una precisione molto spinta).

* * *

L'alimentazione del ponte, a corrente continua, potrà essere effettuata a voltaggio abbastanza elevato, fino a 12 volt ed anche oltre (con le precauzioni del caso) perchè le resistenze sono ampiamente dimensionate, ma è consigliabile adoperare il voltaggio strettamente indispensabile, perchè un eventuale riscaldamento di qualche resistenza potrebbe falsare la misura (dato che la precisione raggiungibile è notevole).

Il calcolo di verifica delle dissipazioni può essere condotto in modo sommario, sullo schema di fig. 8, riferendosi ai possibili (per quanto improbabili) errori di manovra.

A) Se, con ponte alimentato a 12 volt si facesse

$$R_c = 1 \qquad R_x = 0$$

il valore dell'intera maglia scenderebbe a poco meno di 1 ohm: praticamente, ai capi della resistenza di 30 ohm sarebbe presente tutta la d.d.p. disponibile, cioè 12 volt:

$$\frac{12 \text{ volt}}{30 \text{ ohm}} = 0{,}4 \text{ A}$$

$$0{,}4 \text{ A} \times 12 \text{ V} = 4{,}8 \text{ W}$$

La dissipazione è sopportabilissima, per il tempo necessario ad accorgersi della falsa manovra (denunciata dal microamperometro).

Il calcolo dimostra comunque l'importanza che la resistenza da 30 ohm riveste agli effetti della dissipazione, quando nel ponte siano inserite resistenze di piccolo valore e denuncia la necessità che la costruzione di esse venga fatta con una certa cura.

B) Se, con ponte alimentato a 12 volt, si facesse R_x molto grande ed $R_c = 0$, col cursore all'estremo *A* (fig. 9), la maglia *ABC* varrebbe circa 1 ohm e il ponte varrebbe complessivamente circa

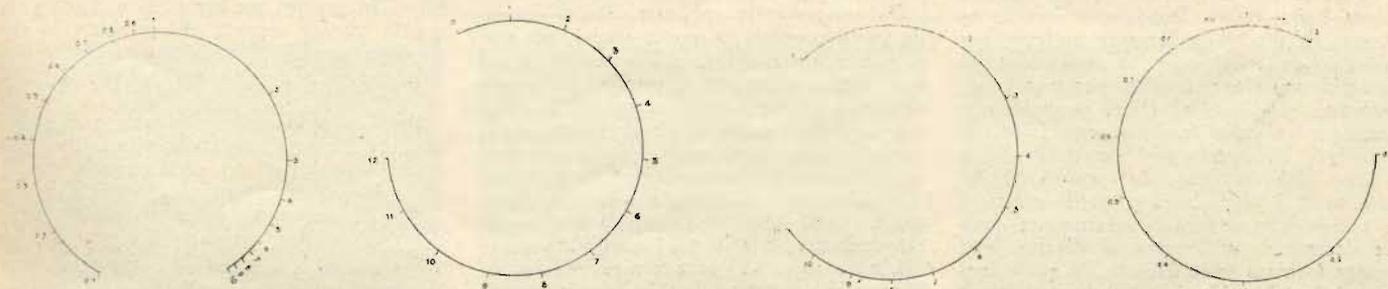
$$30 + 170 + 1 = 201 \text{ ohm}$$

Agli estremi *AC* sarebbero presenti

$$\frac{1}{201} \, 12 \text{ V} \sim 60 \text{ mV}$$

nell'indicatore passerebbero

$$\frac{60 \text{ mV}}{1{,}5 \text{ ohm}} = 40 \text{ mA}$$

e nel microamperometro passerebbero 400 μA, sopportabilissimi, per uno strumento avente un semisettore di 250 μA, per il

Da sinistra a destra: Fig. 11 a), b), c) e d); *sono confrontate le scale corrispondenti a quattro soluzioni diverse.*

tempo sufficiente ad accorgersi dell'errore di manovra.

Il su esposto schema può servire al dilettante per il calcolo delle possibilità di inserimento di strumenti più sensibili di quello previsto e dei necessari shunts di protezione.

Tralascio i calcoli relativi alle altre resistenze del ponte, soggette a dissipazioni assolutamente trascurabili.

* * *

Lo schema funzionale di fig. 1 potrà essere adoperato per costruire un ohmmetro di grande precisione, a lettura indiretta. Un microamperometro ed una pila a secco dovrebbero esservi stabilmente inseriti e tutti i morsetti verrebbero eliminati tranne quelli *R*. Anche la portata minima potrebbe essere eliminata, per avere valori interi sulla scala, sulla quale si leggerebbero direttamente i valori in ohm.

Lasciando invece lo schema intatto, si potrà ottenere uno strumento più completo, che consenta di provare diversi sistemi di alimentazione e di rivelazione e inserire campioni esterni, nonchè effettuare (entro certi limiti) misure di capacità e di induttanza, nella posizione *ponte aperto*.

In tal caso converrà aggiungere:

— in serie ad un morsetto *alimentazione*, un interruttore, per comodità di manovra;

— in derivazione, sui morsetti *uscita*, un microamperometro (coi relativi shunts a pulsante) ed un interruttore che permetta di escluderlo per l'inserimento di un rivelatore esterno;

— in cassettina a parte (o incorporate con adatto commutatore) due pilette a secco da 4,5 V ed una da 3 V disposte in serie, con prese convenienti per poter alimentare il ponte con c.c. a 3, 4,5, 7,5, 9, 12 volt.

Per la realizzazione pratica non si incontrano speciali difficoltà, ma occorre una certa dose di pazienza, molto lavoro, una certa perizia nel disegno ed un buon rapportatore grafico di angoli, possibilmente col raggio di 6 cm.

Il ponte ha il pregio, grandissimo per un lavoro da dilettante, di poter raggiungere una grande precisione, perfezionandosi da sè stesso. Col piccolo microamperometro da 500 μA di cui ho parlato, ho raggiunto la precisione dell'1% nella misura dei rapporti e dell'1‰ nella misura degli scarti percentuali e perciò ritengo che le fatiche della costruzione siano ampiamente ricompensate.

* * *

Molto spesso, nelle costruzioni dei dilettanti, la maggiore difficoltà è costituita non tanto dalla realizzazione del circuito elettrico quanto da quella della veste esterna dell'apparecchio.

In questo caso particolare (in cui non è prevista schermatura) la difficoltà potrà essere superata nel seguente modo.

La scatola sarà costituita con le sole fiancate, in legno compensato di faggio da almeno 3 mm, ricoperto di tela incollata con colla forte. Nell'interno sarà introdotta una fodera dello stesso legno, ma di minore altezza, in modo da formare battente per l'alloggiamento del pannello di fondo e del pannello superiore, i quali pertanto penetreranno nella scatola; i due pannelli verranno poi collegati fra loro con adatte viti a tiraggio, formando così un tutto unico, apribile all'occorrenza. La profondità del battente sarà tale che i pannelli resteranno con la loro superficie esterna per qualche decimo di millimetro al disotto della cornice formata dalle fiancate, la quale funzionerà in tal modo da protezione del loro bordo e da abbellimento estetico.

Il pannello inferiore sarà di legno compensato, o di bachelite, o di grosso cartone presspan. Il pannello superiore sarà di bachelite da 3 mm e sosterrà tutto il circuito elettrico. Su di esso sarà steso un foglio di carta da disegno sul quale saranno tracciate le scale e le indicazioni. Sopra quest'ultimo, a protezione, si metterà un foglio di rodoid trasparente da 1 mm e quindi il tutto verrà forato per il passaggio dei comandi e degli strumenti.

Il rodoid, che tende a sollevarsi ai bordi, sarà tenuto a posto da una cornice di bachelite da 1,5 mm, ricavata con la sega a traforo, in un solo pezzo, da un pannello di dimensioni adatte. I quattro strati saranno collegati e stretti da una serie di viti di ottone con testa a goccia di sego (da 2 mm passo 0,4 oppure da 3/32).

Il pannello prenderà l'aspetto rappresentato in fig. 10.

* * *

I valori introdotti dallo scrivente nello schema funzionale conducono a soluzioni abbastanza semplici ed economiche per la costruzione da parte di un dilettante. E' stato posto ogni studio per giungere a valori delle resistenze che possano essere trovati in commercio facilmente e per ridurre a tre sole (80, 100 e 1000 ohm) le resistenze base che debbono essere appositamente costruite.

Con la guida dei semplici calcoli che ho esposto, chi lo volesse potrà studiare modifiche e miglioramenti.

Tuttavia, ad evitare perdite di tempo e di denaro, dovute ad indirizzo errato, ritengo opportuno elencare qui di seguito alcune raccomandazioni, frutto di esperienza pratica:

1) Lo schema si adatta ottimamente ad essere impiegato anche per la misura di capacità e di induttanza, ma il dilettante farà bene a riflettere che i problemi dell'alimentazione a frequenza efficace, della rivelazione elettronica, dei campioni interni di capacità, della schermatura, del bilanciamento delle capacità residue debbono essere affrontati con dovizia di mezzi, altrimenti ne seguiranno forti delusioni. Queste delusioni costituiscono appunto l'origine della diffidenza con la quale di solito i ponti sono guardati dal dilettante.

Consiglio perciò chi possiede mezzi limitati a limitarsi ad uno strumento per la misura di resistenze, allo scopo di compiere un'esercitazione molto proficua e di costruirsi, con modesta spesa, un interessante strumento di lavoro.

2) Non è consigliabile aumentare ulteriormente il diametro della scala perchè (a parte il maggiore ingombro) la precisione troppo spinta nella lettura non sarebbe in rapporto con la minore precisione degli altri elementi che concorrono alla misura.

3) Il procedimento usato per ottenere la misura dello scarto percentuale mostra come è possibile variare i limiti della scala e la conseguente sensibilità del sistema.

A limiti più ravvicinati corrisponde maggiore sensibilità, ma minore praticità d'impiego (maggior numero di portate).

Può essere utile progettare limiti diversi da quelli proposti in questo studio, ma non è consigliabile spingere la sensibilità ad una misura maggiore di quella (già considerevole) ottenuta nella scala del %, perchè si comincerebbero ad avvertire le imperfezioni di costruzione del potenziometro.

4) L'introduzione della portata 0,01 ohm (immediatamente inferiore a quella minima prevista) richiede l'impiego di commutatori di pregio e di altri accorgimenti.

L'introduzione di portate superiori a quella massima prevista non è del pari consigliabile, perchè comporta un aumento del voltaggio di alimentazione, coi problemi ad esso connessi: può essere presa in esame qualora si disponga di un microamperometro molto sensibile.

5) Si potrebbe progettare di far variare un solo braccio del ponte, ma questa soluzione, tecnicamente molto interessante, comporta molte complicazioni costruttive. Inoltre la scala lineare che ne risulta non risponde al criterio della costanza dell'errore percentuale di misura su tutto il settore esplorato; per ovviare a questo inconveniente viene di solito usato un potenziometro a variazione non lineare (costoso).

Per comodità di raffronto si osservino, nella fig. 11, le scale corrispondenti a quattro diverse soluzioni:

— fig. 11 a): scala tipo del ponte a variazione differenziale, simmetrico, normalmente impiegato dal dilettante (ed anche da una grande Ditta Italiana, in uno strumento commerciale non recente);

— fig. 11 b): scala tipo, di ponte con un solo braccio variabile linearmente (poco usato);

— fig. 11 c): scala tipo, di ponte con un solo braccio variabile non linearmente, impiegato da una grande Ditta Italiana in uno strumento commerciale modernissimo);

— fig. 11 d): scala tipo, di ponte a variazione differenziale, asimmetrico, oggetto del presente studio.

6) Un ponte può essere considerato come una losanga di resistenze, di cui l'indicatore forma una diagonale. Quando l'equilibrio è raggiunto la presenza della diagonale non è avvertita (perchè in essa la corrente è zero). Ma quando il ponte è squilibrato la presenza della diagonale ne modifica le condizioni, in misura tanto più sentita quanto minore è la resistenza di essa.

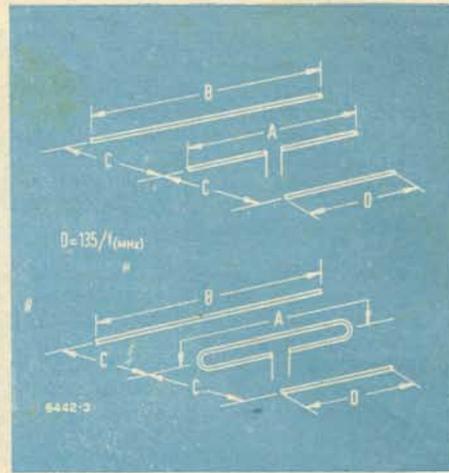
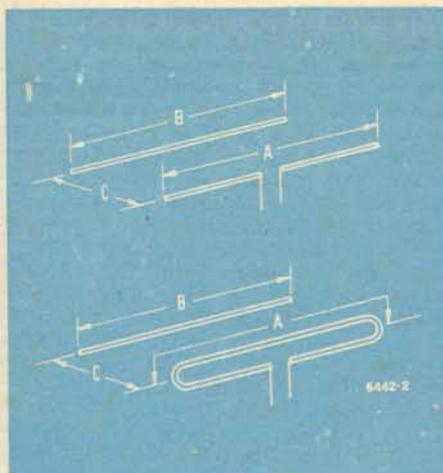
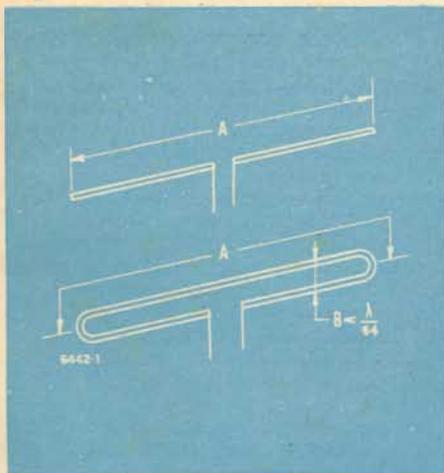
E' facile rendersi conto di questo fenomeno, quando, come nel caso in esame, è impiegato uno strumento shuntato di resistenza complessiva inferiore a 2 ohm. In tal caso si osserva che quando si disinserisce uno shunt la deviazione dell'ago subisce, in genere, un incremento diverso da quello teorico segnato sul pulsante, e ciò appunto perchè la resistenza della diagonale viene ad essere moltiplicata per 10 (o per 100).

Perciò quando si voglia usare come indicatore di zero uno strumento molto sensibile, sarà opportuno verificarne le condizioni di impiego, con metodo più rigoroso di quello impiegato nelle precedenti note.

* * *

Risponderò volentieri ad eventuali richieste di chiarimenti, e sarò grato a chi vorrà inviarmi osservazioni e critiche. (6502)

ANTENNE RICEVENTI PER TV E FM

a cura di RAOUL BIANCHERI

1 DIPOLO

CARATTERISTICHE

Z = 72 ohm, piano - 300 ohm, ripiegato.

DIAGRAMMA DI IRRADIAZIONE

Elettr. in linea con il radiatore: forma ad otto, trasmissione nei due sensi.

Magn. ad angolo retto con il radiatore: circolare.

GUADAGNO RISPETTO AL DIPOLO

In potenza: 1 volta — In [dB]: 0

LINEE DI ALIMENTAZIONE RACCOMANDATE

Piano: 75 ohm coassiali.

Ripiegato: 300 ohm simmetrici.

L'uso dell'alimentazione simmetrica per il dipolo piano dà un funzionamento a banda larga ma si ha una forte perdita di guadagno. I dipoli ripiegati hanno minor larghezza di banda dei piani. Se viene usato un dipolo ripiegato come radiatore, non si deve diminuire la dimensione A per il fattore di propagazione.

2 DIPOLO E RIFLETTORE

CARATTERISTICHE

Z = 60 ohm, piano - 250 ohm, ripiegato.

DIAGRAMMA DI IRRADIAZIONE

Elettr. in linea con il radiatore: radiazione unidirezionale.

Magn. ad angolo retto con il radiatore: mezza figura di otto.

GUADAGNO RISPETTO AL DIPOLO

In potenza: 2÷2½ volte. — In [dB]: 3÷4.

LINEE DI ALIMENTAZIONE RACCOMANDATE

Piano: 50 ohm o 75 ohm coassiali, alimentazioni con cavo a 75 ohm.

Ripiegato: 300 ohm simmetrici.

Ricezione in una sola direzione. Raccomandato dove si hanno deboli intensità di campo. Il radiatore ripiegato aumenta di poco la larghezza di banda. Se il sistema deve essere usato su una banda stretta, calcolare la lunghezza *B* alle frequenze desiderate più basse. Riducendo *C* a 0,15 λ (in aria) si ha un guadagno più alto, ma più bassa impedenza e minore larghezza di banda.

3 DIPOLO RIFLETTORE E DIRETTORE

CARATTERISTICHE

Z = 20÷30 ohm, piano - 80÷120 ohm, ripieg.

DIAGRAMMA DI IRRADIAZIONE

Elettr. in linea con il radiatore: unidirezionale.

Magn. ad angolo retto con il radiatore: mezza figura di otto.

GUADAGNO RISPETTO AL DIPOLO

In potenza: 2½÷4 volte — In [dB]: 4÷6

LINEE DI ALIMENTAZIONE RACCOMANDATE

Piano: 50 ohm coassiali.

Ripiegato: 75 ohm coassiali o 95 ohm simmetrici.

Piano: Si richiede un migliore adattamento, usare un trasformatore a quarto d'onda; l'impedenza del trasformatore sarà la radice quadrata del prodotto dell'impedenza della linea e dell'antenna.

Ripiegato: Ricezione in una sola direzione e forte guadagno. Sensibilità ad alta frequenza. Banda stretta. Consigliato per basse intensità di campo e solo per una frequenza. Distanziamento λ/4; riducendo C a 0,15 λ per il riflettore e 0,1 λ per direttore si aumenta il guadagno e si riduce le impedenze a 8 e 10 ohm per dipolo piano e 20 e 40 per dipolo ripiegato.

Per tutti i tipi di antenne qui riprodotti il dimensionamento in metri viene ricavato dalle seguenti relazioni: $A = 140{,}4/f$ (MHz) $B = 147{,}6/f$ (MHz) $C = 73{,}8/f$ (MHz)

4 STACKED DIPOLE

CARATTERISTICHE

Z = 35÷40 ohm, piano - 150 ohm, ripiegato.

DIAGRAMMA DI IRRADIAZIONE

Elettr. in linea con il radiatore: forma ad otto bidirezionale.

Magn. ad angolo retto con il radiatore: figura ad otto bidirezionale.

GUADAGNO RISPETTO AL DIPOLO

In potenza: 2÷2½ volte — In [dB]: 3÷4.

LINEE DI ALIMENTAZIONE RACCOMANDATE

Piano: 50 ohm coassiali.

Ripiegato: 150 ohm simmetrici.

Trasformatore d'adattamento in quarto di onda. Sistema utile per intensità deboli e quando sono necessarie due direzioni di ricezione. Il valore di *B* può essere ridotto a λ/8 con una riduzione di guadagno.

5 STACKED E RIFLETTORE

CARATTERISTICHE

Z = 25÷30 ohm, piano - 100÷120 ohm, ripieg.

DIAGRAMMA DI IRRADIAZIONE

Elettr. in linea con il radiatore: unidirezionale.

Magn. ad angolo retto con il radiatore: unidirezionale.

GUADAGNO RISPETTO AL DIPOLO

In potenza: 4 ÷ 5 volte. — In [dB]: 6 + 7.

LINEE DI ALIMENTAZIONE RACCOMANDATE

Piano: 50 ohm con cavo coassiale. E' meglio usare un accoppiamento in quarto d'onda.

Ripiegato: 95 ohm con cavo coassiale simmetrico o 150 ohm con doppino simmetrico.

Una sola direzione di ricezione e deboli intensità di campo. Utile per bande strette. Il valore di *C* può essere ridotto a 0,15 λ con un aumento nel guadagno.

Naturalmente l'impedenza sarà più bassa e la sensibilità maggiore. Valore di *D* può essere ridotto a λ/8 (in aria) con riduzione nel guadagno.

6 TURNSTYLE

CARATTERISTICHE

Z = 35÷40 ohm, piano - 150 ohm, ripiegato.

DIAGRAMMA DI IRRADIAZIONE

Elettr. in linea con il radiatore: radiazione circolare.

Magn. ad angolo retto con il radiatore: figura ad otto.

GUADAGNO RISPETTO AL DIPOLO

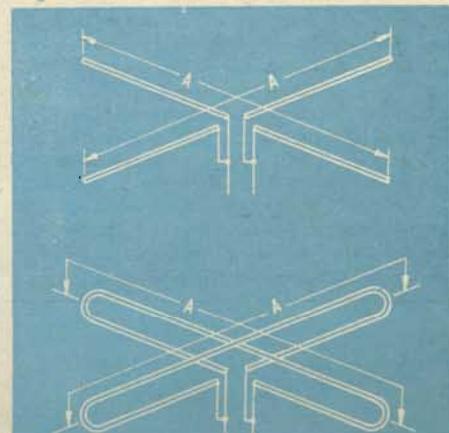
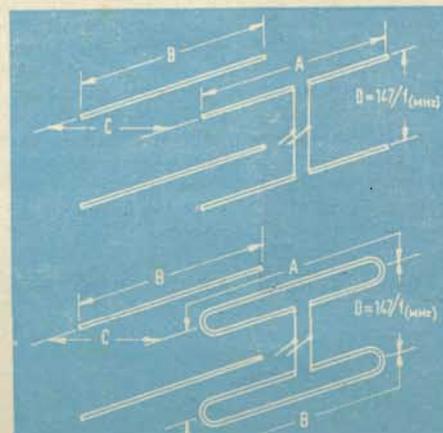
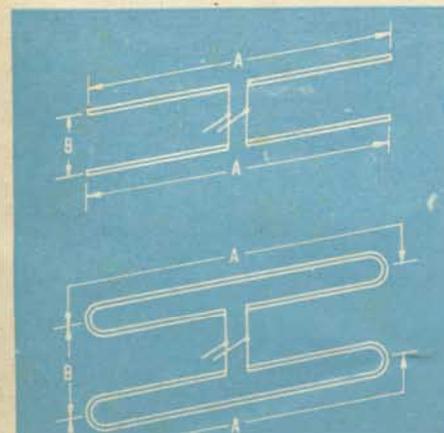
In potenza: 0,7 volte — In [dB]: 1½.

LINEE DI ALIMENTAZIONE RACCOMANDATE

Piano: 50 ohm con cavo coassiale.

Ripiegato: 150 ohm simmetrici.

Ricezione in ogni direzione con forti segnali. Basso guadagno. Sensibilità ad alta frequenza. In questo sistema, due dipoli sono connessi insieme con una sezione a sfasamento in quarto d'onda formata con un pezzo di cavo a 75 ohm per il dipolo piano e con un doppino simmetrico a 300 ohm per dipoli ripiegati. (6442)

GIUSEPPE MONTUSCHI (i1AXW)

Oscilloscopio a RC Ricevitore TV

PARTE TERZA

Costruzione pratica del televisore oscilloscopico

NELLA prima parte precedentemente discussa, abbiamo menzionato i vari requisiti che deve possedere un oscilloscopio per essere adatto ad uso televisivo, illustrandone in vari punti il circuito. Siccome riteniamo da parte del lettore una certa esperienza e una conoscenza teorica dei principi fondamentali di radiotecnica, non ci indugeremo a ripetere ogni qualvolta, che gli organi e collegamenti, tutti devono essere effettuati con un certo criterio e ordinatamente (molto utile per la riparazione numerare le resistenze e i condensatori). Saranno invece sempre indicate quelle particolarità richieste nel caso di montaggi che si scostano dalle forme usuali. Questa seconda parte descriverà la costruzione pratica dello strumento, includendo tutti i principali requisiti precedentemente descritti. Questo strumento sarà adatto per osservare con eccellente fedeltà, forme d'onda di BF e MF. Serve inoltre come tester per misure su ricevitori televisivi, e potrà esso stesso essere usato attualmente come televisore, quando vien fatto precedere da un necessario stadio di AF, MF video.

Le figg. 12, 13, 14, mostrano rispettivamente, la fase del montaggio, la disposizione dei vari componenti e l'oscilloscopio completo. Lo strumento richiede dieci valvole, tra esse incluso anche il tubo a raggi catodici di 75 mm. Tre valvole sono richieste per fornire le varie tensioni d'alimentazione, quattro valvole sono utilizzate per gli amplificatori deflettori, e due triodi a gas usati dai due oscillatori a dente di sega.

La fig. 15 mostra lo schema delle connessioni semplificato, e la fig. 16 lo schema dell'oscilloscopio completo nei suoi dettagli. Sarà più soccorrevole per lo studio dei circuiti riferirsi allo schema semplificato di fig. 15, allo scopo di comprendere con facilità le funzioni, delle varie parti del circuito in esame. La parte principale dello strumento è il tubo a raggi catodici. Le dimensioni di tale tubo (3AP1) è di 75 mm., sufficiente per permettere una ricezione confortevole, e nello stesso tempo per permettere allo strumento stesso di essere un po' più portatile. La fig. 17 mostra l'interno di tale tubo con le connessioni dello zoccolo. Un breve studio sul circuito rivelerà, che, nello strumento, si fa uso di un circuito d'alimentazione basato su principi completamente diversi dai circuiti usuali. Esso si serve di un triplicatore di tensione, per erogare l'alta tensione alimentatrice del tubo a raggi catodici, e un duplicatore di tensione (facente parte del triplicatore) per alimentare ogni altra parte a bassa tensione. Con tale disposizione qualsiasi tubo rettificatore normale, può essere usato. Tutte le tensioni, compresi i 1.200 V per il tubo a raggi catodici, sono forniti da un normale trasformatore di alimentazione da 70 mA, avente una uscita di alta tensone di 370 + 370 V. Sarà conveniente nel costruire il trasformatore schermare sufficientemente le AT con i rimanenti strati, per non avere effetti indesiderabili. Inoltre se si desidera cambiare la valvola V10 dell'alimentatore con una 5W4 o 5Z4 ecc. al posto della 6X5, sarà necessario avvolgere un secondo avvolgimento di alimentazione che dia i 5 V necessari per poter alimentare la valvola. Le valvole V10 e V11 sono connesse come duplicatrici di tensione, e alimentano con più di 770 V gli stadi amplificatori e gli oscillatori a dente di sega. Questa alimentazione dovrà essere accuratamente filtrata, in caso contrario, appariranno increspature o noiose ondulazioni su ogni diagramma o quadro in osservazione. I condensatori elettrolitici usati in questa alimentazione sono da 40 μF, saranno scelti con tensioni di lavoro superiori ai 400 V, così ponendo due gruppi in serie, resisteranno senza nessuna difficoltà a 770 V. Le resistenze poste in derivazione a questi condensatori sono importanti, perchè esse eguagliano la tensione attraverso i condensatori in serie. La terza valvola V12 serve a triplicare la tensione per alimentare il tubo a raggi catodici. I 425 V d'uscita di questo circuito hanno il positiva a massa. Il filo negativo serve per alimentare la griglia-catodo del tubo, ed è connesso alla fine del divisore ad alta tensione, ponendo così la griglia e il catodo del tubo a raggi catodici, a circa 425 V negativi rispetto massa, e il secondo anodo a circa 770 V positivi dalla massa, perciò l'alimentazione di questo tubo risulterà essere all'incirca di 1200 V.

I quattro controlli normali di ogni oscilloscopio sono:

INTENSITA' (R35); *MESSA A FUOCO* (R32); *CENTRATURA ORIZZ.* (R24); *CENTRATURA VERT.* (R25), che altro non sono che partitori di tensione associati con il tubo a raggi catodici, e connessi ai 1200 V dell'alimentatore.

I *SELETTORI D'ENTRATA*, commutatori S1 e S3, d'entrambi gli amplificatori debbono avere tre posizioni e tre vie, che determinano, secondo la posizione, l'inserimento di un rispettivo canale.

Il terminale d'entrata del segnale orizzontale verticale è connesso direttamente alla grigla del cathode follower che è il primo stadio dell'amplificatore deflettore. In questa posizione ai terminali d'entrata possono essere applicati segnali da esaminare, non eccedenti i 25 V picco-picco.

I terminali d'entrata sono connessi alla griglia del cathode follower, attraverso un attenuatore di 10:1, il quale permetterà osservazioni di tensioni superiori ai 200 V picco-picco.

Tensioni superiori a questi valori, possono essere ancora osservate, connettendole direttamente alle placchette deflettrici, oppure aggiungendo un altro attenuatore, da applicare esternamente al terminale d'entrata.

I selettori del segnale orizzontale e verticale, commutando in questa posizione, applicano i 770 V C.C. agli oscillatori a dente di sega e il segnale d'uscita degli oscillatori all'entrata degli deflettori, attraverso un attenuatore. La tensione d'uscita a dente di sega del triodo a gas è di valore considerevolmente eccedente al fabbisogno dell'amplificatore, per cui l'attenuatore di uscita viene incluso, per ridurre questo segnale a un valore più adatto.

L'intento dei condensatori e resistenze, servono negli attenuatori, per mantenere costante l'ammontare delle attenuazioni su tutte le frequenze, e per prevenire così discriminazioni di frequenza in queste parti del circuito.

Dettagli per entrambi gli attenuatori di *basso guadagno* e di *scansione* sono descritti e illustrati nella prima parte. I circuiti per gli oscillatori di scansione, precedentemente descritti, saranno di nuovo riassunti.

Il funzionamento dei due oscillatori di scansione è identico, sebbene ci si renderà subito conto che una differenza esiste tra l'oscillatore orizzontale V1 e l'oscillatore verticale V6.

La differenza consiste nel commutatore S4, nel controllo variabile di catodo per la polarizzazione R7, previsti nell'oscillatore di scansione orizzontale, dei quali nè l'uno, nè l'altro, figurano nell'oscillatore verticale.

A sinistra: Fig. 12. — *Interno dello strumento. Si noti che tutti i componenti sono stati contrassegnati per distinguerli facilmente in caso di necessità.*

A destra: Fig. 15. — *Stenogramma dell'oscilloscopio RC, ricevitore TV.*

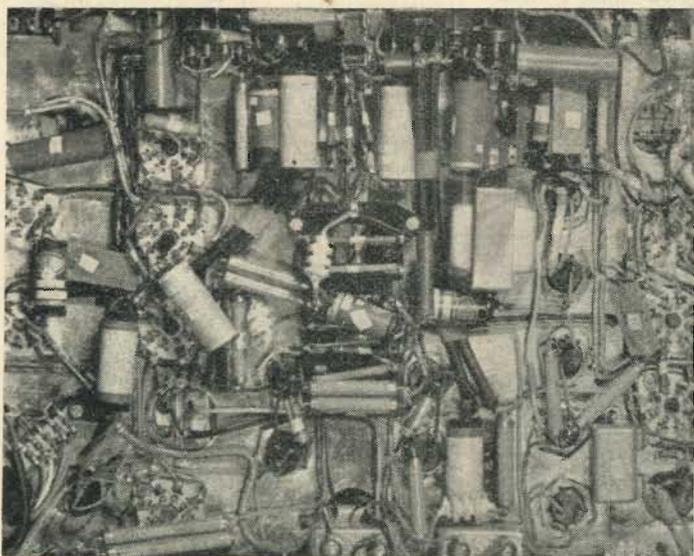



Fig. 13. — *Fase di montaggio.*

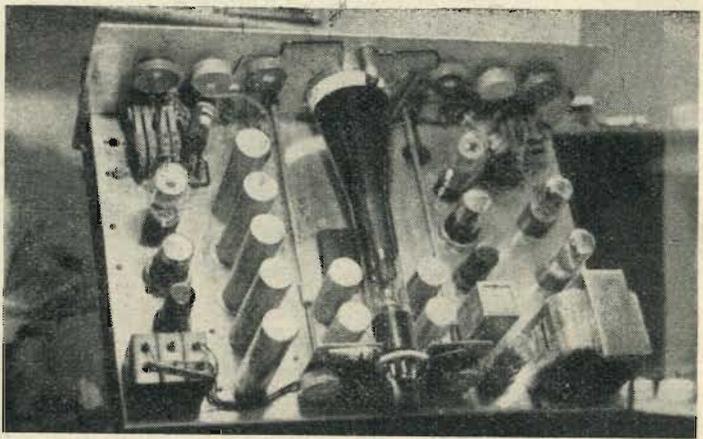



Fig. 14. — *Parte superiore dello strumento.*

Questo perchè l'oscillatore a scansione verticale è progettato soltanto per operare sulla banda da 30 a 80 Hz, mentre l'oscillatore orizzontale deve coprire la banda dei 20 ai 20.000 Hz.

L'oscillatore verticale serve soltanto quando si desidera usare l'oscilloscopio per osservare un programma di televisione. Esso opererà in dipendenza dell'analisi verticale del TX (60 Hz normalmente).

E' utile ricordare che l'oscillatore a scansione verticale può essere sincronizzato soltanto da una sorgente esterna, mentre che l'oscillatore orizzontale può essere sincronizzato con sorgente esterna o interna, usufruendo a tal uopo l'interruttore S2. Una speciale cura è richiesta per l'esatto valore di R44, di ciò sarà poi discusso nel paragrafo « Verifica e messa a punto ».

La resistenza di catodo R7 della V1 deve essere variabile in maniera da far coincidere le oscillazioni della valvola alla frequenza esatta. La resistenza R7 è montata nell'interno dello chassis, direttamente sotto il gruppo dei condensatori montati su S4. I condensatori catodici da 25 μF C7 e C35 sono necessari per mantenere costanti le polarizzazioni degli oscillatori di scansione, durante i processi dei periodi di ionizzazione e ritorno di traccia. Entrambi gli amplificatori deflettori sono stati costruiti identici, con l'intento di semplificare il progetto e la costruzione, e anche perchè i fattori richiesti per entrambi i circuiti sono approssimativamente gli stessi.

Il vero e completo amplificatore orizzontale consiste, nel selettore d'entrata orizzontale S1, nel mezzo triodo 6SN7 V2 a cathode follower, e nei due stadi amplificatori finali, composti dal l'altro mezzo triodo 6SN7 V3 e dal pentodo 6AC7 V4.

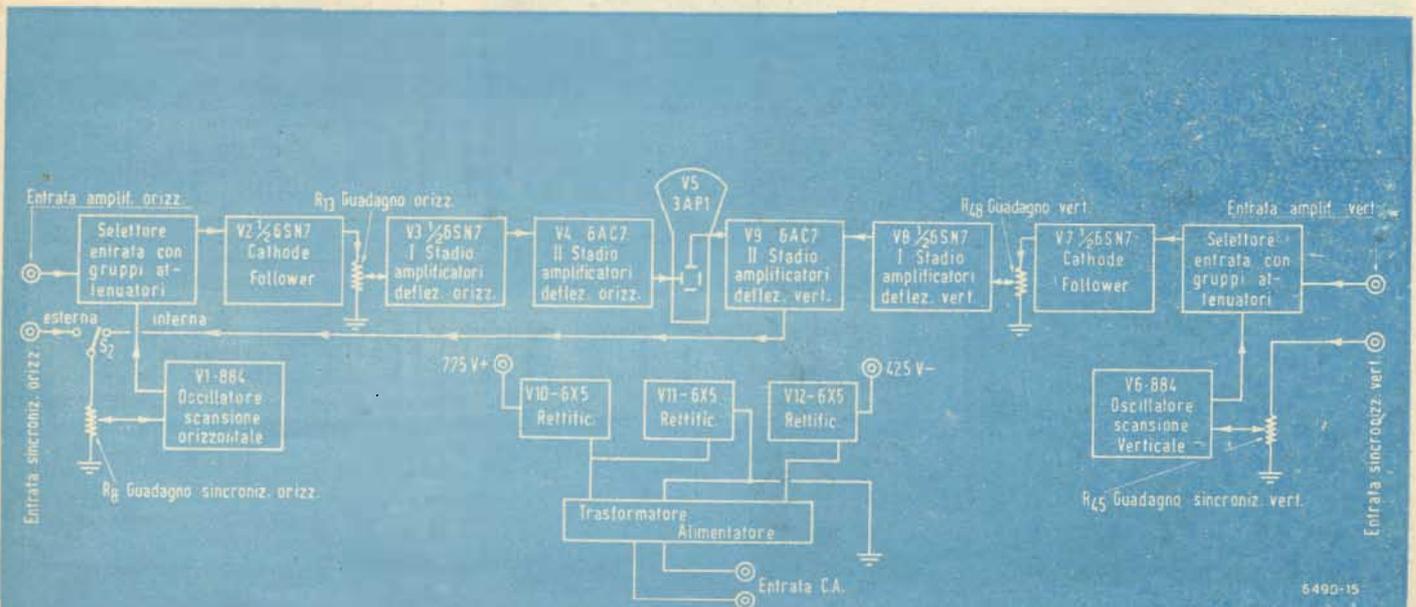
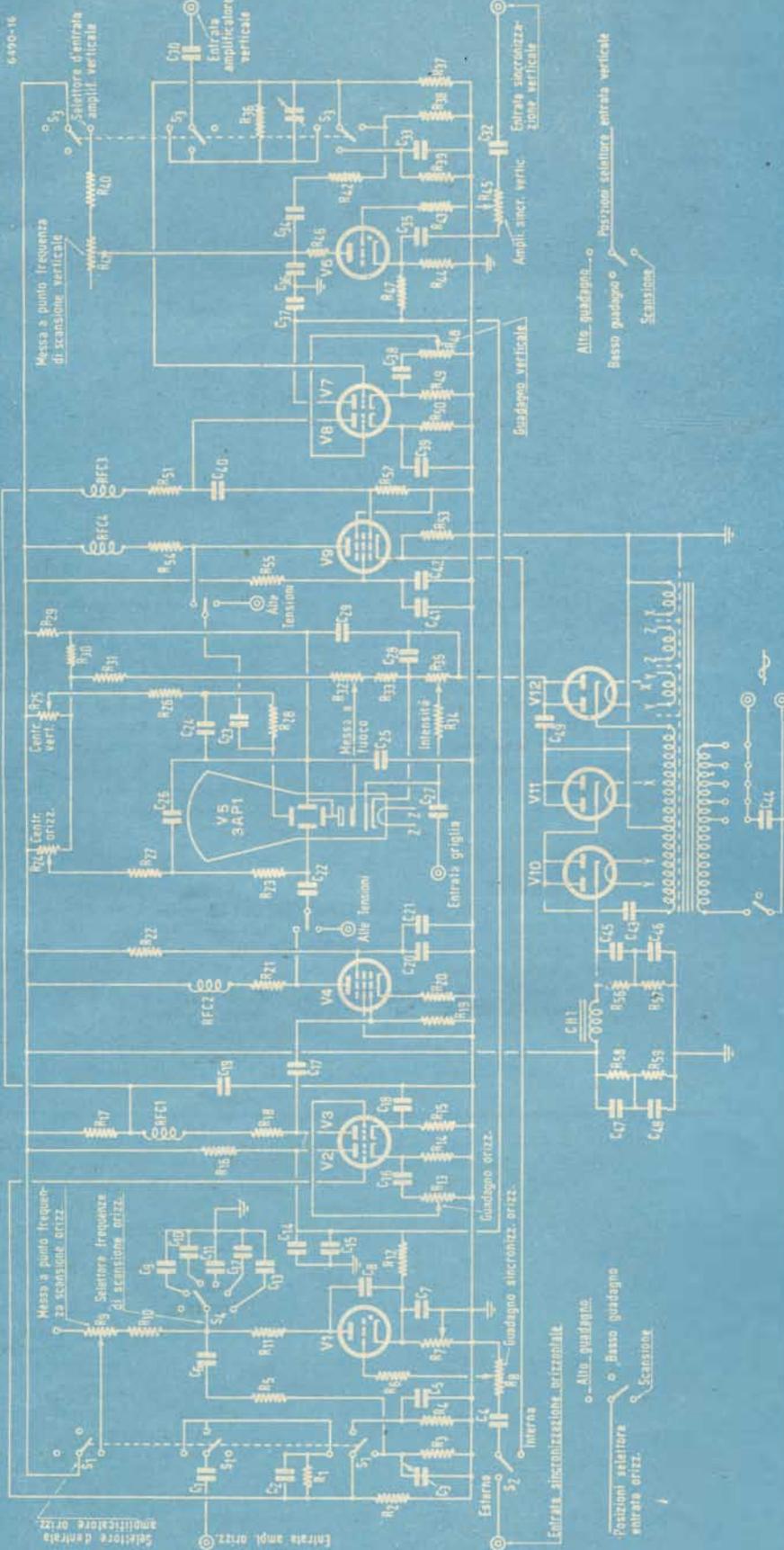
Per osservare le tensioni sullo schermo del tubo a raggi catodici, la tensione applicata al terminale *ENTRATA ORIZZONTALE* viene inserito dal *selettore d'entrata orizzontale* alla griglia del cathode follower V2. Questo tubo serve a provvedere con una soddisfacente risposta, un segnale d'uscita variabile. Da questo controllo il segnale, passa attraverso ai due stadi dell'amplificatore a larga banda, alle due placchette deflettrici del tubo. Tali stadi dell'amplificatore sono stati progettati in accordo con il procedimento descritto nei precedenti articoli, in sostanza sono stati montati per un'alta risposta di frequenza (da 20 a 200.000 Hz con un guadagno utile eccedente le 150 volte). Questa ampia banda di risposta, è stata possibile ottenerla, solo utilizzando piccolissime resistenze-carico di placca (40.000 ohm), e piazzando in serie a queste resistenze, delle induttanze, le quali ulteriormente provvedono al mantenimento costante del guadagno sulle altissime frequenze. La resa sulle alte frequenze, viene aiutata dai piccoli condensatori di fuga C18 e C19 posti sul catodo, e attraverso la coincidenza dei valori delle resistenze di carico, di placca e delle impedenze, che per il primo e il secondo stadio, sono stati approssimatamente calcolati di medesimo valore. Un'altro importante fattore sugli amplificatori deflettori si avrà ispezionando il circuito su un'altro punto. La fig. 16 rivela che in entrambi gli amplifcatori deflettori finali (V4 e V9) non sono presenti i condensatori di fuga sulle resistenze di catodo. Questa connessione introduce considerevoli perdite di guadagno nello stadio, a diferenza di quanto si avrebbe con il condensatore di fuga inserito, ma nonostante ciò, viene preferito, perchè tale circuito presenta due principali vantaggi:

Ogni tendenza verso a una distorsione non lineare, è corretta dagli stadi;

Una tensione d'uscita superiore al necessario del 60 % piccopicco può essere ottenuta senza apprezzabili distorsioni.

Questo fatto è di particolare importanza, poichè esso permette di deflettere il fascio elettronico una volta e mezzo il diametro dello schermo del tubo a raggi catodici permettendo così di essere utilizzato ogni qualvolta necessita. Due altri fattori positivi vengono ad aggiungersi a questo circuito:

Assicurata linearità della risposta di frequenza:

Il circuito non necessita di valvole amplificatrici speciali, poi-

VALORI DELLE RESISTENZE

R1 = 2 Mohm;
R2 = 2 Mohm;
R3 = 300.000 ohm;
R4 = 200.000 ohm;
R5 = 2 Mohm;
R6 = 25.000 ohm;
R7 = 3.000 ohm, potenziometro;
R8 = 50.000 ohm, potenziometro;
R9 = 5 Mohm, potenziometro;
R10 = 800.000 ohm, potenziometro;
R11 = 500 ohm
R12 = 150.000 ohm, 1 W;
R13 = 10.000 ohm, potenziometro;
R14 = 10.000 ohm, 1 W;
R15 = 1.300 ohm;
R16 = 50.000 ohm, 2 W;
R17 = 50.000 ohm, 2 W;
R18 = 40.000 ohm, 2 W;
R19 = 250.000 ohm;
R20 = 750 ohm, 1 W;
R21 = 40.000 ohm, 4 W;
R22 = 350.000 ohm, 1 W;
R23 = 5 Mohm;
R24 = 1 Mohm, potenziometro;
R25 = 1 Mohm, potenziometro;
R26 = 500.000 ohm;
R27 = 500.000 ohm;
R28 = 5 Mohm;
R29 = 250.000 ohm, 1 W;
R30 = 250.000 ohm, 1 W;
R31 = 500.000 ohm, 1 W;
R32 = 250.000 ohm, potenziometro;
R33 = 300.000 ohm, 1 W;
R34 = 2 Mohm;
R35 = 50.000 ohm, potenziometro
R36 = 2 Mohm;
R37 = 2 Mohm;
R38 = 300.000 ohm;
R39 = 250.000 ohm;
R40 = 700.000 ohm;
R41 = 3 Mohm, potenziometro;
R42 = 2 Mohm;
R43 = 25.000 ohm;
R44 = 2.600 ohm;
R45 = 50.000 ohm, potenziometro;
R46 = 500 ohm;
R47 = 150.000 ohm, 1 W;
R48 = 10.000 ohm, potenziometro;
R49 = 10.000 ohm, 1 W;
R50 = 1.300 ohm;
R51 = 40.000 ohm, 2 W;
R52 = 250.000 ohm;
R53 = 750 ohm, 1 W;
R54 = 40.000 ohm, 4 W;
R55 = 350.000 ohm, 1 W;
R56 = 57 = 58 = 59 = 200.000 ohm, 1 W;

VALORI DEI CONDENSATORI

C1 = 0,25 mF, 600V;
C2 = 3/30 pF, trimmer;
C3 = 3/30 pF, trimmer;
C4 = 0,1 mF, 400 V;
C5 = 100 pF, mica;
C6 = 0,5 mF, 600 V;
C7 = 25 mF, elettr., 30 V;
C8 = 400 pF, mica ;
C9 = 2.000 pF, mica;
C10 = 6.000 pF, mica;
C11 = 25.000 pF, 600 V;
C12 = 70.000 pF, 600 V;
C13 = 0,25 mF, 600 V;
C14 = 10 mF, elettr., 500 V;
C15 = 0,1 mF, 400 V;
C16 = 25 mF, elettr., 30 V;
C17 = 0,5 mF, 600 V;
C18 = 3.000 pF, mica;
C19 = 10 mF, elettr., 500 V;
C20 = 10 mF, elettr., 500 V;
C21 = 10.000 pF, 600 V;
C22 = 0,25 mF, 1.500 V;
C23 = 0,25 mF, 1.500 V;
C24 = 0,1 mF, 400 V;
C25 = 1 mF, 1.500 V;
C26 = 0,1 mF, 400 V;
C27 = 50.000 pF, 600 V;
C28 = 4 mF, elettr., 200 V;
C29 = 0,5 mF, 2.000 V;
C30 = 0,25 mF, 600 V;
C31 = 3/30 pF, trimmer;
C32 = 10.000 pF, 600 V;
C33 = 100 pF, mica;
C34 = 0,5 mF, 600 V;
C35 = 25 mF, elettr., 30 V;
C36 = 0,5 mF, 600 V;
C37 = 0,1 mF, 400 V;
C38 = 25 mF, elettr., 30 V;
C39 = 3.000 pF, mica;
C40 = 0,5 mF, 600 V;
C41 = 10 mF, 500 V;
C42 = 10.000 pF, 600 V;
C43 = 40 mF, elettr., 450 V;
C44 = 0,1 mF, 600 V;
C45 = 46 = 47 = 48 = 40 mF, elettr., 450 V;
C49 = 4 mF, elettr., 500 V.

IMPEDENZE

RFC, 1, 2, 3, 4 = 16 mH, impedenza AF;
CH1 = 30 H, 70 mA, impedenza filtro.

VALVOLE

1 = 3AP1 = v5,
2 = 884 = v1 e v6,
2 = 6SN7 = v2 e v7,
2 = 6AC7 = v4 e v9,
3 = 6X5 = v10, v11 e v12.

chè la reazione negativa, permette a qualsiasi buona valvola di compiere egregiamente il suo compito.

Invece dei piccoli condensatori (C18 e C39) devono essere connessi in parallelo alle resistenze di catodo R15 e R50, dei due triodi amplificatori. Questi stadi possono anch'essi considerarsi con reazione negativa, in particolare per tutte le frequenze intorno ai 200 MHz, poichè questi condensatori sul catodo, sono effettivi soltanto per queste altissime frequenze. Questa necessità, di mantenere un responso nell'amplificatore su queste altissime frequenze, sarà discusso più avanti nel paragrafo « Verifica e messa a punto ».

Montaggio

Tutto il circuito dell'oscilloscopio viene posto in un chassis metallico di determinata forma. I componenti dell'alimentazione devono essere raggruppati e posti in fondo allo chassis per isolare il più possibile il tubo a raggi catodici, da flussi magnetici, e prevenire deflessioni magnetiche provocate dallo stesso trasformatore. Il pannello frontale, anch'esso metallico serve per collocare i molteplici comandi e lo schermo del tubo a raggi catodici. E' bene far presente che tutti i controlli dovranno essere disposti organicamente, perciò tutti i controlli orizzontali, saranno montati, per esempio, a sinistra e i controlli verticali a destra. Inoltre si farà il possibile per ottenere una adeguata simmetria nel pannello frontale. Per coloro che non hanno precedentemente effettuato costruzioni o montaggi di oscilloscopi a raggi catodici, sarà bene suggerire il procedimento adottato per la costruzione. Il montaggio si effettuerà spezzettando i vari blocchi del circuito, e montandoli progressivamente. Si noterà con questo sistema che la costruzione risulterà più facile.

Per prima cosa si forerà lo chassis e il pannello frontale con un trapano e una trancia, poi si monteranno i vari zoccoli e i controlli di tutto il complesso.

I componenti che necessitano speciali attenzioni sono: il trasformatore d'alimentazione e i condensatori elettrolitici di filtro. Il trasformatore da utilizzare nell'apparecchio dovrà essere interamente schermato, solo così i flussi magnetici saranno insufficienti, per causare interferenze magnetiche con il tubo a raggi catodici. Quando invece non è possibile procurarsi un trasformatore schermato, lo si può sostituire con un trasformatore normale. Se si usa un trasformatore normale è necessario che esso sia montato il più lontano possibile dal tubo catodico, e se lo chassis lo permette è senz'altro preferibile collocarlo sotto ad esso. Tale piazzamento servirà a diminuire interferenze magnetiche che potrebbero essere presenti. Sarà superfluo far presente che i condensatori di filtro C45, C47, C49, debbono avere i terminali negativi isolati dalla massa, se non lo fossero si isoleranno interponendo rondelle isolanti, tra la massa del condensatore e lo chassis. I condensatori così montati saranno poi coperti con adatto tubo di cartone, per proteggere l'operatore da eventuali scosse che si potrebbero ricevere, toccando lo chassis e la custodia metallica dei condensatori. Prossimo ai componenti del trasformatore di alimentazione e direttamente a contatto collo chassis, noi monteremo una basetta, a squadro, dove sarà inserito lo zoccolo del tubo.

Su questa basetta, saranno altresì montati i due controlli per la centratura R25 e R24, più i rimanenti componenti associati al tubo a raggi catodici R29, R30, R26, R28, R27, R23 e C24, C26. La sistemazione nella parte posteriore di questi componenti, sarà per le connessioni molto conveniente, poichè tutti i componenti ad alta tensione, saranno raggruppati, e i collegamenti percorsi da alte tensioni, economizzati. I rimanenti fili alimentatori dell'oscilloscopio, saranno saldati, e altresì pure la parte alimentatrice V10, V11 e V12. Si dovrà cercare di usufruire, per le derivazioni o giunture, di basette isolanti, che oltre a rendere le connessioni più rigide, costituiranno altresì utili punti di riferimento. Quando la parte alimentatrice sarà completa, si inseriranno nei rispettivi zoccoli le valvole rettificatrici V10, V11, V12.

Col trasformatore inserito saranno misurate le tensioni, e se tutto è corretto, la tensione presente nel punto C47 e CH1 sarà di circa 790 V positivi rispetto alla massa, e sulla placca della V12, sarà di circa 425 V negativi rispetto a massa. Se le tensioni dell'alimentatore sono corrette, il controllo della *MESSA A FUOCO* (R32) e *D'INTENSITA'* (R35) saranno inclusi al circuito, connettendoli all'alimentatore. Eccellente filo dovrà essere usato per eseguire quelle connessioni, percorse da tensioni elevate, per prevenire eventuali danni. Probabilmente la fase dove occorre prestare maggior attenzione, risiede nell'attuale verifica del tubo a raggi catodici in congiunzione con l'alimentatore. Il compito di questa verifica, serve per assicurare che una piccola area luminosa (punto) appaia sullo schermo e che i vari controlli inseriti, assolvino i compiti loro assegnati.

Così il *punto* sarà messo a fuoco col potenziometro R32, e la sua luminosità regolata col potenziometro R35, indi mosso per tutte le varie posizioni, e distanze intorno allo schermo del tubo, con i controlli R24 e R25. Se il lavoro di spostamento riesce faticoso, il disturbo può essere causato dal non perfetto funzionamento dei controlli R24 e R25, se la causa non risiede nei potenziometri, si potrà senz'altro affermare, che l'origine del disturbo è legata a interferenze magnetiche, prodotte dal trasformatore. Se il disturbo presente è magnetico, invece del desiderato punto luminoso, apparirà sullo schermo del tubo una piccola retta, e talvolta può persino apparire un piccolo cerchio. Per rimediare a questi disturbi magnetici è necessario eseguire varie operazioni. Schermare, o modificare, la posizione del trasformatore d'alimentazione. Se il disturbo è piccolo, cioè se l'area del punto luminoso non eccederà i 3 mm sarà sufficiente, per togliere il disturbo, collocare attorno al tubo a raggi catodici, uno schermo di metallo. Una combinazione conveniente che frequentemente è risultata ottima, consiste nel collocare attorno alla base del tubo a raggi catodici, un tubo di ferro, e attorno a esso uno più largo che faccia da schermo a tutto l'intero complesso. In casi estremamente penosi sarà necessario schermare maggiormente il trasformatore d'alimentazione, e ruotarlo fino a trovare una posizione ottima. Finita questa fase, noi avremo sullo schermo un piccolo punto fluorescente. La pazienza adoperata per eliminare gli ultimi residui di interferenze magnetiche, sarà più tardi compensata, perchè il complesso ripagherà tutto in chiarezza, e precisione. Speciali precauzioni dovranno essere usate, durante il processo di eliminazione delle interferenze magnetiche, per non causare bruciature nello schermo fluorescente, che causerebbe in seguito zone opache. Perciò durante il processo di eliminazione delle interferenze magnetiche il punto di accensione, sarà sempre mantenuto al minimo, e mai abbandonato per lunghissimo tempo nel medesimo posto. Un'ulteriore verifica sarà ripetuta quando l'oscilloscopio sarà completo, perchè il carico delle varie valvole potrebbe far insorgere di nuovo il fastidioso disturbo magnetico.

Fig. 17. — *Costruzione interna e connessioni esterne del tubo a raggi catodici 3AP1 a deflessione elettrostatica.*

Una volta passato questo punto, la costruzione procederà facilmente e celermente. Entrambi gli amplificatori finali V4 e V9 saranno allora congiunti al complesso. Da tener presente che i condensatori d'accoppiamento C22 e C23 sono stati schermati con una custodia metallica *isolata* dallo chassis, questo servirà a minimizzare le capacità parassite con la massa. Questi condensatori saranno montati su una basetta di ceramica, dove partiranno i due fili che si connetteranno al tubo a raggi catodici. A una conveniente distanza dallo chassis saranno montati con viti dei terminali di bachelite, che serviranno per le resistenze di carico e le impedenze degli amplificatori d'uscita.

Questo sistema di montaggio, offre convenienti punti di presa, per gli stessi componenti, e nello stesso tempo minimizza le capacità parassite con la massa.

Le connessioni tra le placche delle V4 e V9 e i condensatori d'accoppiamento C22 e C23 saranno effettuati con fili di adeguato isolamento, come può essere osservato nella figura del montaggio generale. I terminali della parte posteriore dello chassis, dove saranno montati i condensatori di accoppiamento, serviranno anche per la connessione diretta con le placchette deflettrici.

Una volta terminate le connessioni delle V4 e V9, questi stadi saranno facilmente collaudati connettendo tra la massa e il lato caldo del filamento 6,3 V un potenziometro, e al terminale centrale di questo sarà connesso il condensatore d'accoppiamento C17 o C40 di griglia degli amplificatori finali V4 o V9. Se gli amplificatori sono corretti, una linea apparirà sullo schermo del tubo a raggi catodici, che varierà, secondo la posizione del potenziometro (poichè varierà la tensione). La linea si dovrà estendere dal punto centrale di una uguale quantità, in entrambe le direzioni, e così dovrà continuare ad aumentare fino al termine del diametro dello schermo.

L'amplificatore a cathode follower orizzontale V2 e il triodo amplificatore V3 e il duplicatore verticale V7 e V8 può quindi essere montato.

Le procedure preliminari per il collaudo degli amplificatori completi, sono concatenate a quelle precedentemente descritte per gli amplficatori finali. Eccetto che in questo caso i 6,3 V C.A. saranno connessi alla griglia del cathode follower, e i controlli di

(continua a pag. 44)

rassegna della stampa

Impiego di un tetrodo quale amplificatore di onde metriche

a cura di Raoul Biancheri

(per gentile concessione della Philips)

ELECTRONIC APPLICATION BULLETIN — Agosto 1950

L'amplificazione stabile che alle più alte frequenze può esser fatta senza circuiti di neutralizzazione differisce per ogni tipo di valvola ed è ovvio che più piccole saranno le dimensioni geometriche della valvola più elevata risulterà la frequenza a cui questa funzionerà con buon rendimento.

I tetrodi recentemente sviluppati dalla Philips (QB3/300 ved. figura 1 e QB3,5/750) permettono la costruzione di amplificatori ad elevata stabilità funzionanti a frequenze superiori rispettivamente a 50 MHz e a 30 MHz, la sola precauzione da prendersi a queste frequenze è di praticare una adeguata schermatura fra il circuito d'ingresso ed il circuito d'uscita.

Ciononostante per frequenze più elevate, le varie capacità interelettrodiche e le varie induttanze elettrodiche del tubo costituiranno delle impedenze che non potranno essere trascurate perchè le tensioni a frequenze elevate, che verranno a determinarsi ai loro capi potranno determinare reazioni positive o negative a seconda della loro relazione di fase tali da compromettere l'amplificazione stabile desiderata.

Per ovviare questi fenomeni indesiderati dovranno essere usati circuiti tali da neutralizzare gli effetti delle sumenzionate impedenze, tali elementi determineranno il rifasamento delle tensioni e verranno posti in serie.

L'A. tratterà quindi in linea generale questo problema con speciali riferimenti ai tetrodi Philips QB3/300 e QB3,5/750 usati in circuito normale quali amplificatori per frequenze superiori a 150 MHz. Questo è possibile perchè i terminali di tali tubi sono molto corti.

Attenendosi ai dettagli che verranno appresso indicati si otterrà in questo modo una elevata stabilità ed un buon rendimento indipendentemente dalla larghezza di banda desiderata e cioè per applicazioni attinenti il campo telegrafico e telefonico sia per modulazione di ampiezza che per modulazione di frequenza.

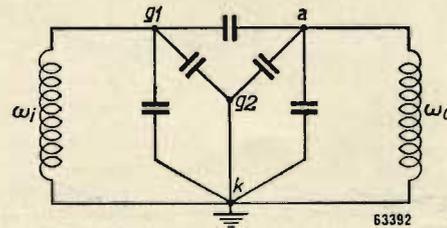



FIG. 2. - *Circuito equivalente di un tetrodo in cui sono state omesse le varie induttanze:* ω_i *= circuito d'ingresso;* ω_o *= circuito d'uscita.*

FIG. 4. - *L'accoppiamento attraverso* L_{g_2} *è diminuito praticando l'accordo serie tramite il condensatore* C_{g_2}.

FIG. 3. - *Circuito equivalente di un tetrodo, simile a quello indicato in figura 2, in cui è rappresentata l'induttanza di griglia schermo* L_{g_2} *dovuta al proprio elettrodo.*

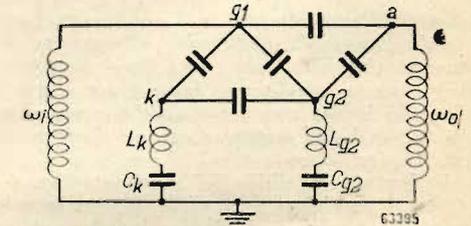



FIG. 5. - *Circuito equivalente di un tetrodo in cui i condensatori* C_{g_2} *e* C_k *pongono in risonanza serie rispettivamente le induttanze elettrodiche* L_{g_2} *e* L_k.

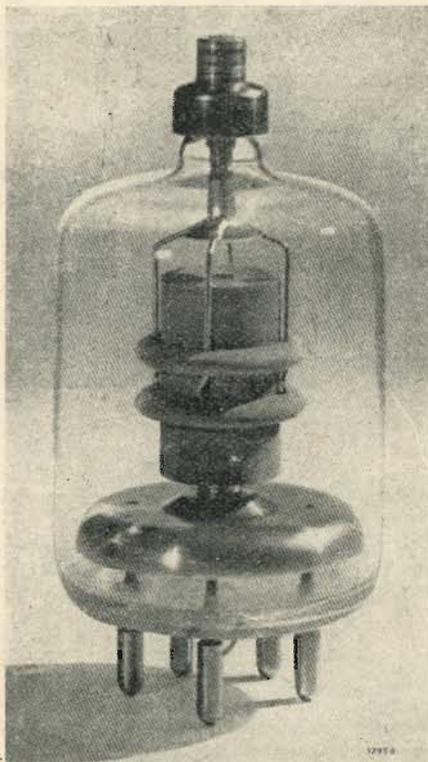



FIG. 1. - *Tetrodo Philips QB3/300.*

Le impedenze da considerarsi sono essenzialmente tre e precisamente quelle determinante da:

1) Capacità anodo-griglia 1 = C_{ag_1}.

2) Induttanza del terminale della griglia schermo = L_{g_2}.

3) Induttanza del filamento e dei suoi terminali = L_k.

Il circuito equivalente ad un tetrodo nel quale sono state omesse le varie induttanze è riprodotto in fig. 2. Questo circuito indica che l'accoppiamento fra il circuito di ingresso ω_i ed il circuito d'uscita ω_o è puramente dovuto alla capacità C_{ag_1} corrispondente alla capacità interelettrodica anodo-griglia 1. Il circuito riprodotto si riferisce ad un circuito TPTG ovvero accordato di placca e di griglia, ma in questo caso la capacità C_{ag_1} ha un valore estremamente piccolo. Può avvenire in questo circuito il fenomeno di reazione fra il circuito di uscita e quello d'ingresso, questo dipenderà dalla frequenza di eccitazione e dall'accordo del circuito d'uscita.

Si assuma C_{ag_1} = 0,12 pF (QB3,5/750) corrispondente a 26.000 ohm per la frequenza di 50 MHz se l'impedenza del circuito d'ingresso è per esempio di 2000 ohm; 1/13 della tensione d'uscita sarà trasferita sul circuito d'ingresso.

Il segno positivo o negativo di questa reazione dipenderà dall'accordo del circuito d'uscita. La presenza di questa reazione è in pratica dimostrata dalla variazione della corrente di griglia controllo quando in presenza di tensione anodica venga variato l'accordo del circuito d'uscita.

Se il circuito anodico ha carattere capacitivo la corrente di griglia diminuirà, ma se il circuito anodico ha carattere induttivo la corrente di griglia aumenterà. In questo modo sarà agevole controllare quando si è in presenza di reazione.

Nel caso di un amplificatore a tetrodo il metodo comune di neutralizzazione seguita negli amplificatori osservando le variazioni della corrente di griglia quando il circuito anodico passa in risonanza non può essere applicato essendo le variazioni troppo piccole.

Per le frequenze basse l'impedenza determinata da C_{ag_1} è così elevata che la reazione diventa trascurabile.

Come in un circuito amplificatore costituito da triodi in controfase questa reazione può essere annullata a mezzo di capacità aventi lo stesso valore di C_{ag_1} e collegate in croce fra la griglia di un triodo e la placca dell'altro. Nel tetrodo Philips di tipo QB3,5/750 essendo la capacità C_{ag_1} di 12/100 di pF la neutralizzazione può avvenire ad opera di conduttori brevi che collegati alla griglia controllo di un tubo si affacciano all'anodo dell'altro tubo appoggiati o avvicinati al bulbo di vetro.

Con l'aumentare della frequenza la capacità di neutralizzazione dev'essere ridotta per l'effetto introdotto dall'induttanza in serie a questa capacità. L'inconveniente causato dall'induttanza di un siffatto con-

densatore può essere attenuato usando una striscia di rame della lunghezza di 5÷8 cm, la cui estremità forma la capacità richiesta di circa 0,1 pF.

La capacità di neutralizzazione richiesta in un dato caso diminuisce in funzione della seguente relazione:

$$-j/\omega C_{ag_1} = -j/\omega C_n + j\omega L$$

Per frequenze molto elevate l'induttanza L_{g_2} dell'elettrodo di griglia schermo, induttanza questa che può variare da 5/100 a 10/100 di μH diventa un importante elemento di accoppiamento fra il circuito d'ingresso ed il circuito d'uscita come è riprodotto nel circuito equivalente di fig. 3.

Il circuito d'ingresso con quello d'uscita con le capacità $C_{g_1 g_2}$ e C_{ag_2} in serie sono reciprocamente accoppiati dall'induttanza comune L_{g_2} dell'elettrodo di griglia schermo. Questo accoppiamento induttivo è in controfase con l'accoppiamento capacitivo attraverso la capacità C_{ag_1}. Se questi due accoppiamenti hanno la stessa ampiezza, queste possono compensarsi e di conseguenza per una data frequenza l'effetto reattivo sarà zero. Tale condizione avverrà per la frequenza che soddisfa questa uguaglianza:

$$j\omega L_{g_2} = -(1/j\omega C_{g_1 g_2})\ (1/j\omega C_{ag_2})\ /\ (1/j\omega C_{ag_1} + 1/j\omega C_{g_1 g_2} + 1/\omega C_{ag_2})$$

Questa relazione indica che un amplificatore sarà stabile per una data frequenza e per questa non necessiterà di capacità neutralizzanti. La frequenza per cui il tetrodo QB3/300 viene ad autoneutralizzarsi corrisponde all'intorno dei 75 MHz (λ = = 4 metri).

Se per frequenze più elevate sono usati dei tetrodi quali amplificatori la stabilità di questi può essere mantenuta in modo abbastanza semplice.

Oltre la frequenza per cui avviene il fenomeno di auto neutralizzazione l'accoppiamento attraverso L_{g_2} aumenta gradualmente e questo può essere neutralizzato aumentando il valore della capacità C_{ag_1}. Questo può essere facilmente fatto collegando due brevi strisce di rame fra la griglia pilota e la corrispondente placca.

Per frequenze superiori a 110 MHz questo metodo è convenientissimo nel caso sia impiegata una valvola di tipo QB3/300, in questo caso sarà sufficiente una piccolissima capacità. Ma per frequenze maggiori ottenere le capacità richieste diviene difficile, questo può orientare lo sperimentatore a porre una capacità vera e propria tra anodo e griglia pilota ma in questo caso l'induttanza distribuita verrebbe a rendere maggiormente selettiva la condizione di autoneutralizzazione, ossia la banda entro cui il tubo potrebbe amplificare in maniera stabile verrebbe ad essere molto stretta.

Per la ragione suddetta è quindi preferibile applicare un condensatore in serie al terminale della griglia schermo e diminuire in tal modo l'accoppiamento dovuto all'induttanza L_{g_2} (ved. figura 4). Facendo così non viene introdotta induttanza alcuna e la sola presente rimane quella del terminale di griglia ed è costante per tutte le frequenze. Questo è di fondamentale importanza: per ottenere una bassa impedenza verso terra anche fuori di risonanza (avere cioè una bassa induttanza) è stata collegata internamente la griglia schermo a due piedini e messa in serie una capacità aggiuntiva con il terminale comune.

Alle frequenze eccedenti il valore di 75 MHz verrà notato che la corrente di schermo I_{g_2} inizia a scorrere, se le capacità di neutralizzazione sono state opportunamente regolate, in presenza della sola tensione di eccitazione mentre manca la tensione anodica e la tensione di schermo. Nello stesso istante però diventa molto difficile soddisfare il criterio di buona stabilità cioè ottenere contemporaneamente massima corrente I_{g_1} sulla griglia controllo e minima corrente anodica I_a e massima potenza di uscita W_o. L'amplificatore può ancora funzionare convenientemente bene per amplificazioni su banda stretta ma il rendimento della valvola diminuirà. Ulteriori investigazioni mostrano che il catodo riscaldato direttamente e i suoi terminali (fig. 6 a), come nel caso dei terminali della griglia schermo, formano una considerevole impedenza a frequenze uguali o maggiori di 70 MHz e si viene quindi a determinare una tensione ad alta frequenza. non più trascurabile fra il catodo e la griglia schermo del tetrodo.

Questo può essere spiegato con l'ausilio del circuito equivalente riprodotto in figura 5, nel quale l'induttanza L_k è presa in considerazione, mentre viene invece trascurata la capacità anodo-catodo C_{ak}. Le capacità C_{g_1k} e $C_{g_1g_2}$ sono dello stesso ordine di grandezza per i tetrodi qui in oggetto.

La capacità aggiuntiva C_k richiesta per ottenere l'accordo serie del catodo è stata considerata essa pure nel circuito equivalente.

La tensione di eccitazione applicata fra g_1 e terra determina un passaggio di corrente in due rami e precisamente attraverso il ramo $C_{g_1g_2}$, L_{g_2} e C_{g_2} e attraverso il ramo C_{g_1k}, L_k e C_k. Se la capacità C_k fosse stata omessa è evidente che sarebbe stato un puro caso se il potenziale nei punti k e g_2 fosse risultato identico; la corrente I_{g_2} conferma che questi potenziali sono invece differenti.

La presenza di una corrente I_{g_2} indica che la potenza di eccitazione è dissipata nella griglia schermo e nella resistenza del filamento.

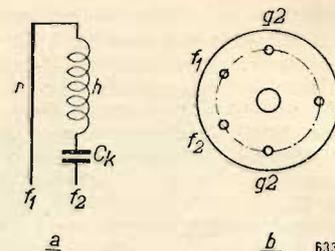



FIG. 6. - a) *Rappresentazione del filamento delle valvole QB3/300 e QB3,5/750 consistente in una sbarretta* r *ed un filamento ad elica* h. b) *Pianta del fondello della valvola;* f_1 *connessione della sbarretta* r; f_2 *connessione del filamento ad elica,* g_1 *e* g_2 *rispettivamente griglia controllo e griglia schermo.*

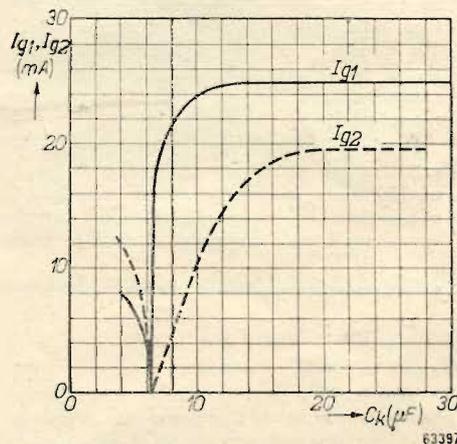



FIG. 7. - *Variazioni della corrente della griglia controllo* I_{g_1} *e della corrente della griglia schermo* I_{g_2} *nel tubo QB3/300 in funzione della capacità* C_k.

N.B. - La linea tratteggiata di cui si parla nel testo, si trova in corrispondenza del valore 8 dell'asse delle ascisse micro F.

Una soluzione ovvia per minimizzare queste perdite consiste nel portare il potenziale del catodo identico a quello della griglia schermo a mezzo di un condensatore C_k il quale verrà a determinare la risonanza serie dal terminale del catodo a terra. Questo in pratica può essere facilmente realizzato regolando la corrente di griglia schermo I_{g_2} ad un basso valore in assenza delle tensioni continue rispettivamente di griglia schermo e di placca. Durante questa regolazione si dovrà pure stare attenti ad evitare l'accordo parallelo del circuito di catodo.

Com'è indicato in figura 6 a) l'induttanza dell'asticola r può entrare in risonanza con la reattanza determinata dall'induttanza del solenoide costituente il filamento h con la capacità C_k collegata in serie. (L'asticola centrale, in figura 6 b) corrispondente al piedino f_1 deve essere direttamente posta a massa e C_k collegato al piedino f_2). Il punto di risonanza in parallelo è molto prossimo al punto in cui avviene la risonanza serie. A causa della capacità C_{g_1k} la risonanza parallelo costituirà un forte carico, la corrente della griglia controllo cadrà repentinamente a zero e l'eccitazione verrà dissipata nella sua totalità dal filamento. (Si può dimostrare con una potenza di eccitazione di 10 watt fornita in griglia di un tubo QB3/300 a cui sia stato aperto il circuito del filamento, la cui dissipazione normale è 30 watt, che il filamento rimane caldo al rosso scuro e que-

TABELLA I.

Tabella riassuntiva dei diversi metodi per ottenere una amplificazione stabile con valvola tipo QB3/300

Neutralizzare la C_{ag_1} usando capacità incrociate.	Neutralizzare L_{g_2} aumentando C_{ag_1} attraverso il vetro del bulbo o praticare lo accordo di serie di L_{g_2}.	Applicare l'accordo serie di L_{g_2}.	Applicare contemporaneamente l'accordo serie di L_{g_2} e di L_k.
50 MHz	* 75 MHz	110 MHz	150 MHz

f r e q u e n z a ⟶

* La frequenza di 75 MHz è il punto in cui la valvola QB3/300 si autoneutralizza (vedi testo).

sto è spiegato dal suaccennato fenomeno).

Per una regolazione corretta della C_k si dovrà osservare che la corrente I_{g1} non cada in maniera apprezzabile. Le correnti I_{g1} e I_{g2} sono state tracciate in figura 7 in funzione di C_k, il tratteggio con linea e punto indica una buona condizione di compromesso da ricercarsi nella correzione di L_k con C_k.

L'induttanza del filamento con i fenomeni relativi ad essa e la dissipazione sullo schermo considerata prima spiegano come mai si debba aumentare la potenza di eccitazione con l'aumentare della frequenza (Per i campi di frequenza qui considerati i tempi di transito sono ancora trascurabili).

Una terza causa da considerarsi è la tensione a radiofrequenza che determinata dalla componente anodica viene a formarsi sul terminale di catodo. Questa tensione sarà in opposizione di fase con il segnale se il terminale catodico avrà carattere reattivo (in questo caso si avrà una reazione negativa), se il terminale catodico presenterà carattere capacitivo si avrà allora una reazione positiva.

Praticando l'accordo serie del terminale catodico si potrà ottenere alla frequenza di 150 MHz la condizione di massima I_{g} e massima W_o (potenza d'uscita) simultaneamente e nel contempo si avrà la condizione di I_a minimo.

La tabella 1 qui riprodotta riassume gli accorgimenti da rispettare quando si usi una valvola Philips QB3/300 per frequenze superiori a 50 MHz; per altri tipi di valvole pur rimanendo immutati gli accorgimenti da adottare varieranno le frequenze frontiere delle gamme per cui è consigliabile l'adozione di un accorgimento specifico oppure di un altro. Per assicurare una buona stabilità di funzionamento entro una larga banda si deve minimizzare l'induttanza propria delle connessioni relative alle capacità aggiuntive come pure l'induttanza mutua fra conduttori paralleli; in pratica ciò viene attuato usando quali fili di collegamento piattine di rame.

Questo accorgimento si riferisce in particolar modo alle connessioni dei condensatori per le risonanze serie e per i collegamenti fra filamento e griglia schermo degli amplificatori montati in controfase.

Per ottenere una buona stabilità di funzionamento con frequenze elevate vengono di preferenza usati circuiti push-pull i quali nel caso dei tubi in esame, QB3/300 e QB3,5/750, richiedono due valvole. Questi montaggi hanno il pregio di avere la capacità distribuita verso massa bilanciata, inoltre i circuiti di ingresso e di uscita sono più facili a realizzarsi ed infine non si hanno punti di impedenza comune fra ingresso e uscita. Qui appresso verranno descritti dei circuiti a valvola singola i quali, con opportuni accorgimenti, potranno fornire un rendimento soddisfacente in maniera identica a quello che fornisce uno stadio push-pull; in tale modo, per una una data potenza d'uscita, si potrà avere un sensibile risparmio nella realizzazione dell'amplificatore.

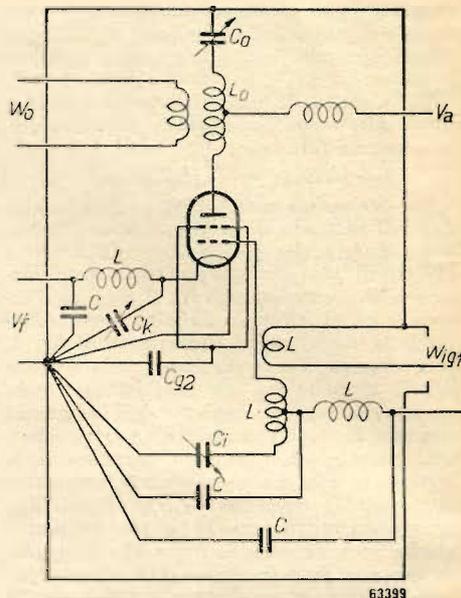



FIG. 9. - *Disposizione degli elementi elettrici nel montaggio di figura 8. L'eccitazione è fornita dal circuito segnato con W_{ig1}, mentre il circuito d'uscita è contrassegnato con W_o.*

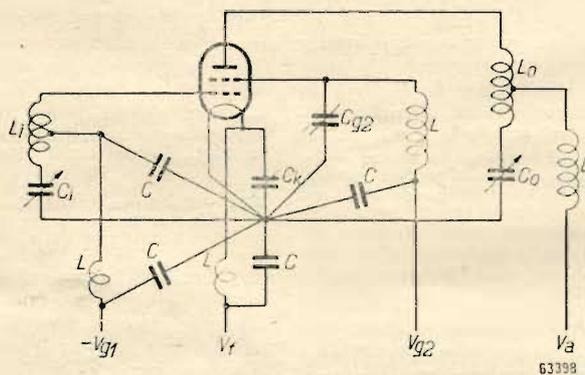



FIG. 8. - *Circuito elettrico di uno stadio amplificatore con gli accorgimenti discussi nel testo. - L_iC_i = circuito d'ingresso; L_oC_o = circuito d'uscita; C_k e C_{g2} = capacità d'accordo serie rispettivamente per l'elettrodo di catodo e per l'elettrodo di griglia schermo; L = induttanza di disaccoppiamento; C = condensatore di « by pass ».*

La figura 8 riproduce lo schema elettrico di un amplificatore ad una sola valvola adatto per frequenze elevate. I vari circuiti di disaccoppiamento in questa realizzazione dovranno essere tali da evitare qualsiasi punto di induttanza comune, questo può essere fatto collegando il piedino della valvola corrispondente all'elettrodo f_1 al quale fa capo il supporto del filamento direttamente allo chassis ed usando questo punto di massa quale punto comune per i condensatori C_k e C_{g2}, per i vari condensatori di disaccoppiamento e per il condensatore di accordo C_i.

Entrambi i circuiti di placca e di griglia sono costituiti da una bobina e da un condensatore variabile collegato in serie, il tutto shuntato dalla capacità della valvola. In questo modo si può ancora ottenere una impedenza elevata a frequenze superiori di 150 MHz e l'accordo è grandemente facilitato. Le capacità di accordo dei circuiti di anodo e di griglia devono essere dello stesso ordine di grandezza delle capacità di uscita e d'ingresso rispettivamente; nel caso venga usata una valvola tipo QB3/300 queste capacità saranno all'incirca 3 pF per l'uscita e 10 pF per l'ingresso. Le bobine avranno allora un nodo di tensione nel loro centro ed in questo punto verrà fornita l'alimentazione in corrente continua. L'induttanza richiesta può essere calcolata in funzione della frequenza di esercizio assumendo quali capacità del circuito accordato ½ C_o per l'induttanza anodica e ½ C_i per l'induttanza di griglia. Il punto di centro della bobina di griglia dev'essere collegato a massa tramite un condensatore, perchè il triodo formato dal filamento, dalla griglia controllo e dalla griglia schermo, che viene ad agire da anodo, tende ad oscil-

TABELLA II.

Dati di funzionamento di amplificatori monovalvolari, costruiti secondo gli accorgimenti suggeriti

		QB3/300	QB3,5/750
Frequenza	f	150 MHz	150 MHz
Tensione anodica	V_a	2.000 V	2.500 V
Corrente anodica	I_a	200 mA	300 mA
Corrente g. contr.	I_{g1}	9 mA	12 mA
Corrente g. schermo	I_{g2}	50 mA	60 mA
Tensione negativa	V_{g1}	— 100 V	— 200 V
Tensione g. schermo	V_{g2}	350 V	400 V
Potenza di eccitazione	* W_{ig1}	10 W	20 W
Potenza d'alimentazione	W_{ia}	400 »	750 »
Dissipazione anodica	W_a	125 »	250 »
Potenza d'uscita	W_o	275 »	500 »
Rendimento	η	69 %	66 %

* Incluse le perdite.

FIG. 10 - a) b) c) *Amplificatore equipaggiato con tubo QB3/300 comprendente gli accorgimenti discussi nel testo.*

lare a causa degli accordi serie della griglia controllo e della griglia schermo.

Questo condensatore elimina questo rischio di oscillazioni e non influenza la frequenza fondamentale del circuito di griglia.

Lo schema elettrico di montaggio è riprodotto in figura 9 mentre la figura 10 riproduce la realizzazione di questo montaggio. Il radiatore di calore montato sul terminale anodico è chiaramente visibile nella figura 10 a). Il raffreddamento è ottenuto mediante una colonna di aria forzata il cui innesto relativo alla condotta è visibile in figura 10 c) in basso a destra.

I dati di funzionamento di amplificatori con un solo tubo sono raggruppati nella tabella 2 qui riprodotta.

La regolazione serie del catodo ad opera di C_k è rivelata dalla diminuzione della potenza di eccitazione e riesce in seguito agevole ottenere contemporaneamente massima la W_o, minima la I_{g1} e pure minima la Ia_o.

In uno stadio amplificatore costituito da una valvola QB3/300, la potenza d'ingresso è di 55 W a 150 MHz per C_k = 30 pF, diminuendo il valore di C_k sino a 10 pF la potenza d'ingresso scende a 40 W pur restando costante il valore della corrente di griglia controllo I_{g1}; diminuendo il valore di C_k al disotto di 10 pF, I_{g1} cade a zero. La fase della tensione catodica a radiofrequenza varia direzione e più precisamente è in ritardo rispetto all'eccitazione rendendo l'amplificazione instabile.

La registrazione magnetica in gara con la pellicola

SCIENZA E VITA III - 25 Febbraio 1951

LA registrazione dei suoni su supporto magnetico, sia esso un filo o un nastro, è oggi in uso su scala industriale e si possono contare a centinaia di migliaia gli apparecchi di questo tipo già in funzionamento. E' noto che questa tecnica permette in particolare di riprodurre un gran numero di volte la registrazione senza menomarne la qualità, di cancellarla a piacere, impiegando bande di frequenza sino a 16.000 Hz, purchè siano adatte la qualità del supporto magnetico e la velocità di scorrimento di esso. Non occorre alcuna operazione intermedia tra registrazione e riproduzione, e la seconda può seguire immediatamente la prima. Infine, la registrazione magnetica è quasi insensibile alle variazioni di temperatura e richiede una potenza assai modesta, dell'ordine di pochi milliwatt.

Queste caratteristiche dovevano dare luogo a gran numero di applicazioni della registrazione magnetica. Ne citeremo qui alcune, non tutte conosciute dalla gran massa dei lettori, benchè lo sfruttamento di alcune altre non meno interessanti rimanga ancora nel dominio dell'avvenire.

Trasmissione e riproduzione ultrarapida

Un'applicazione ormai comune della registrazione magnetica, è quella della telegrafia rapida. Registrato a velocità normale, il telegramma viene poi trasmesso a velocità maggiore, accelerando semplicemente lo scorrimento del supporto magnetico; alla ricezione, il registratore funziona naturalmente alla stessa velocità. La riproduzione a velocità ridotta si ottiene poi con una seconda operazione. Questo procedimento, usato in telegrafia, viene anche applicato alle trasmissioni telefoniche. Esso consente l'inoltro di un maggior numero di comunicazioni orarie.

La telefonia segreta

Un fenomeno vibratorio come la parola può essere considerato come la somma di un certo numero di fenomeni periodici componenti. Questi fenomeni possono essere suddivisi in bande di frequenza mediante filtri di banda selettivi e registrati separatamente, ognuno da un registratore magnetico distinto. Le trasmissioni in successione arbitraria delle bande così ottenute, rende il messaggio incomprensibile, salvo che per il ricevitore designato, che riordina le bande nella successione normale, ricostituendo il messaggio iniziale. Un altro procedimento potrebbe consistere nel registrare un messaggio su un disco a superficie magnetica, mentre la testa di registrazione descrive un percorso sinuoso qualsivoglia comandato da apposita guida. Il solo ricevitore in possesso della medesima guida può quindi riprodurre il messaggio, poichè il solco magnetico rimane sempre invisibile.

La trasmissione ritardata

E' evidente che collocando la testa di riproduzione dopo quella di registrazione nel senso del moto, i segni registrati saranno riprodotti solo dopo l'intervallo di tempo impiegato dal filo o dal nastro magnetico per spostarsi di un tratto uguale alla distanza tra le due teste. Questa semplice osservazione consente interessanti applicazioni, poichè è facile calcolare quella distanza in modo da ottenere un ritardo prestabilito. Ciò permette ad esempio di trasmettere simultaneamente segnali di origine differente, e quindi sfasati nel tempo. Si risolve del pari facilmente uno dei problemi interessanti la sonorizzazione delle manifestazioni su grande aree. Si tratta, conoscendo l'ubicazione degli altoparlanti distribuiti nell'area sonorizzata, di fare in modo che i suoni emessi dai diversi altoparlanti non producano nè echi nè interferenze, che rendano disagevole l'ascolto. Questo scopo si raggiunge con un registratore magnetico che permette di ritardare gli altoparlanti più vicini, in mo-

do da compensare le differenti durate di percorso dei suoni emessi dagli apparecchi.

I metodi per individuare una sorgente sonora con l'uso di più microfoni (localizzazione acustica) possono valersi anche essi della trasmissione ritardata. Disponendo ad esempio di tre microfoni, se ognuno di essi viene collegato a una testa di registrazione magnetica, si ottengono tre registrazioni sonore sfasate dello stesso suono pervenuto ai tre microfoni. Ora è facile disporre su ognuna delle tre piste una testa di riproduzione, collocandola in modo da ottenere la riproduzione simultanea. Conoscendo l'ubicazione esatta dei microfoni e le distanze che separano le teste di riproduzione, si può calcolare la posizione della sorgente sonora da individuare.

La riverberazione artificiale

La riverberazione di una sala, o coda sonora, è dovuta alle riflessioni dei suoni sulle pareti; talvolta fastidiosa, essa è tuttavia ricercata per determinati effetti acustici. Siccome ogni eco è in definitiva la ripetizione di uno stesso suono a intervalli differenti e, dato che l'intensità di questi echi diminuisce quando l'intervallo aumenta, è assai facile ottenere la coda sonora mediante la registrazione magnetica. Basta per questo usare più teste di riproduzione distanziate e collegate ad appositi amplificatori per regolare l'intensità sonora.

Tutti i suoni così raccolti vengono poi mescolati insieme e il suono complesso risultante presenta le normali caratteristiche della coda sonora. Il numero delle teste di riproduzione impiegate e la regolazione delle intensità sonore permettono di ottenere qualsiasi effetto di eco. Così, una scena cinematografica girata in uno studio « sordo » potrà dare l'illusione di essere invece interpretata all'aperto, in una cattedrale, ecc.

La registrazione delle immagini

E' noto che i dispositivi di analisi usati nella prima televisione e ancor oggi nella fototelegrafia, permettono, mediante una cellula fotoelettrica, di trasformare in correnti variabili le variazioni di luminosità dell'immagine analizzata. Usando un supporto magnetico che permetta la registrazione di oscillazioni elettriche di elevata frequenza, si possono inviare le correnti variabili ottenute, in un registratore magnetico, dopo averle amplificate. Basta poi far scorrere il supporto magnetico sotto la testa di riproduzione del registratore per riottenere le correnti variabili che, agendo dopo amplificazione su una sorgente luminosa adatta (lampada a luminescenza), permettono di ricostruire l'immagine primitiva. Così il supporto magnetico potrà essere chiamato a sostituire la pellicola cinematografica.

Lo studio dei fenomeni rapidi non periodici

L'osservazione del funzionamento di un apparecchio al momento dell'avviamento o di un rapido cambiamento di regime o anche lo studio di un fenomeno musicale non periodico, offrono un problema che l'oscillografo a raggi catodici non può risolvere da solo. Questo permette di osservare infatti sullo schermo fluorescente del tubo le curve corrispondenti al fenomeno, ma soltanto quando questo si ripete periodicamente, in modo che sullo schermo le curve appaiano immobili. Per i fenomeni transitori si ricorreva finora alla fotografia.

La registrazione magnetica reca una nuova soluzione del problema. Supponiamo infatti effettuata su un nastro senza fine la registrazione magnetica del fenomeno transitorio, e applichiamo a un oscillografo a raggi catodici le tensioni generate nella testa di riproduzione. Se l'oscillografo è regolato in modo che il periodo di esplorazione sia sincronizzato con la durata del passaggio dell'intero nastro, il fenomeno transitorio si riproduce a ogni giro, apparendo sullo schermo secondo una curva stazionaria facilmente osservabile.

Trasmissione delle immagini e dei disegni

Da quanto abbiamo detto, si capisce come il procedimento Belin per la trasmissione a distanza di fotografie e disegni, possa essere integrato con la registrazione magnetica. Infatti le tensioni elettriche variabili ottenute con l'analisi dell'immagine possono essere trasmesse a una testa di registrazione magnetica a nastro, ciò che permette di conservare e spedire documenti sotto una forma poco ingombrante. Basta poi far passare, al momento voluto, il nastro registrato sotto una testa di riproduzione, per ottenere correnti variabili simili a quelle dell'emissione, che possono agire, dopo amplificazione, ad esempio su un specchio oscillante che obblighi un fascio luminoso a percorrere una superficie sensibile sulla quale si otterrà così la riproduzione esatta dell'originale. Notiamo che anche i procedimenti di trasmissione segreta già segnalati sono applicabili anche in questa trasmissione di immagini.

Il supperto magnetico sostituirà la pellicola sensibile?

In linea di massima, nulla si opporrebbe alla registrazione e riproduzione magnetica delle immagini animate. Ad esempio, è noto che, nella televisione, l'immagine dell'oggetto mobile viene analizzata da un tubo da presa sul cui schermo fotosensibile essa viene proiettata. Bene inteso, la telecamera è corredata dei necessari dispositivi di alimentazione, amplificazione, esplorazione e sincronizzazione. Ma invece di avviare la corrente variabile alla emittente televisiva, per la modulazione del segnale portante e per la successiva irradiazione, essa può agire su una testa di registrazione che provvede alla sua registrazione.

Una volta registrato il supporto magnetico basta poi farlo scorrere davanti a una testa di riproduzione; le tensioni modulate raccolte sono inviate a un amplificatore provvisto del dispositivo di sincronizzazione e di esplorazione, e agiscono finalmente su un oscillografo a raggi catodici che riproduce così l'immagine sul suo schermo. Perciò il supporto magnetico potrebbe anche in questo caso sostituirsi alla pellicola. Meglio ancora: poichè anche più immagini potrebbero essere registrate sullo stesso supporto, ciò renderebbe possibile la trasmissione in rilievo e a colori. S'intende che è sempre possibile riservare una pista alla registrazione del suono che accompagni necessariamente le immagini.

Praticamente sorge però una grave difficoltà. Mentre per le immagini fisse, basta adoperare oscillazioni di frequenza attorno ai 1000 Hz la trasmissione ad alta definizione in televisione richiede frequenze di vari milioni di periodi al secondo, la cui registrazione e riproduzione magnetiche sono, allo stato attuale della tecnica, praticamente inattuabili. Finora si possono difficilmente superare i 15 o 16.000 Hz, corrispondenti a una definizione di 40 a 50 linee soltanto, e in queste condizioni, non si può sperare di registrare immagini di qualità paragonabile a quelle ottenute con l'uso della pellicola sensibile.

Sembra tuttavia possibile girare la difficoltà, almeno nel caso di immagini sufficientemente dettagliate. Poichè non si è riusciti finora a registrare direttamente sul supporto magnetico segnali di frequenza superiore a 16.000 Hz all'incirca, si potrebbe suddividere l'immagine da registrare e da riprodurre in un certo numero di parti uguali, quattro ad esempio, registrando sul nastro magnetico piste multiple in numero uguale a quello delle immagini elementari. Ogni pista servirebbe così alla registrazione e alla riproduzione di un frammento dell'immagine, naturalmente con una sincronizzazione adatta.

Questo procedimento pratico, benchè piuttosto complesso, permetterebbe già un notevole aumento della finezza delle immagini registrate. Infatti, se è possibile registrare su ciascuna delle quattro piste segnali di frequenza pari a 16.000 Hz, corrispondenti ognuna a un quarto dell'immagine intera, ciò equivarrà a registrare su una sola pista segnali della frequenza di 64.000 Hz. Comunque è possibile fin da ora costruire apparecchi registratori di immagini o di pubblicità, per i quali sarebbero anche sufficienti sistemi di analisi e di sintesi assai più semplici del tubo a raggi catodici, come ad esempio il vecchio disco di Nipkow.

Lo stesso dispositivo potrebbe applicarsi alla registrazione delle immagini dei radar e di qualsiasi altra immagine prodotta sullo schermo di un tubo a raggi catodici. L'avvenire dimostrerà certamente le ampie risorse di questa tecnica della registrazione magnetica, che dà luogo, come abbiamo visto, ad applicazioni sempre più numerose e importanti.

PER CHI COMINCIA

CORSO TEORICO-PRATICO DI RADIOTECNICA

a cura di GERARDO GERARDI

LEZIONE TERZA

LA CORRENTE ELETTRICA

Qualunque sia il sistema di generazione di una corrente elettrica, meccanico, chimico o termico, il generatore non produce altro che un dislivello di elettroni tra due punti e quando i due punti o *poli* si chiudono attraverso un circuito gli elettroni tendono a ristabilire l'equilibrio dando luogo ad un passaggio di corrente.

UNITÀ DI MISURA

Il dislivello di elettroni esistente tra i due poli dicesi: *differenza di potenziale* (d. d. p.) o più comunemente *tensione*. La quantità di corrente che circola costituisce la *intensità* e la difficoltà che incontra la corrente per circolare rappresenta la *resistenza elettrica*. Per queste tre caratteristiche, le unità di misura sono le seguenti:

Per la tensione (simbolo *V*) è il *VOLT* (abbreviato V) così definito:

un volt è la tensione occorrente affinchè in un circuito della resistenza di un ohm circoli la corrente di un ampere.

Per la intensità (simbolo *I*) è lo *AMPERE* (abbreviato A) ed è definito: *un ampere è la corrente provocata dalla tensione di un volt attraverso la resistenza di un ohm.*

Per la resistenza (simbolo *R*) è l'*OHM* (abbreviato Ω) così definito:

un ohm è la resistenza che occorre affinchè la tensione di un volt provochi la corrente di un ampere ed è la resistenza che presenta una colonna di mercurio della lunghezza di 106,3 cm. e del peso di 14,45 gr. a zero gradi centigradi.

LEGGE DI OHM

L'INTENSITA' DI CORRENTE E' DIRETTAMENTE PROPORZIONALE ALLA TENSIONE ED INVERSAMENTE PROPORZIONALE ALLA RESISTENZA.

Questa è la più importante legge della elettrotecnica ed è di base a tante altre, e pertanto possiamo dire che su di essa si basa tutta la materia; dalla legge di Ohm abbiamo:

$$A = V/R; \quad V = A \times R; \quad R = V/A$$

Queste tre unità nelle pratica hanno bisogno di multipli e sottomultipli e sono:

Per il volt:

chilovolt = 1000 volt abbreviato kV;
millivolt = 1/1.000 di volt abb. mV;
microvolt = 1/1.000.000 di volt abb. μV.

Da che abbiamo:

1 V = 0,001 kV
1 V = 1.000 mV
1 V = 1.000.000 μV
1 kV = 1.000 V
1 kV = 1.000.000 mV
1 kV = 1.000.000.000 μV
1 mV = 0,000.001 kV
1 mV = 0,001 V
1 mV = 1.000 μV
1 μV = 0,000.000.001 kV
1 μV = 0,000.001 V
1 μV = 0,001 mV

Per l'ampere:

milliampere = 1/1.000 di ampere abbreviato mA;
microampere = 1/1.000.000 di ampere abbreviato μA.

Da che la seguente conversione:

1 A = 1.000 mA;
1 A = 1.000.000 μA;
1 mA = 0,001 A;
1 mA = 1.000 μA;
1 μA = 0,000.001 A
1 μA = 0,001 mA

Per l'ohm:

chiloohm = 1.000 ohm abbreviato kΩ;
megaohm = 1.000.000 di ohm abbr. MΩ.

Da che abbiamo:

1 Ω = 0,001 kΩ;
1 Ω = 0,000.001 MΩ;
1 kΩ = 1.000 Ω;
1 kΩ = 0,001 MΩ;
1 MΩ = 1.000 kΩ;
1 MΩ = 1.000.000 Ω.

CADUTA DI TENSIONE

Per caduta di tensione s'intende la perdita di forza elettro-motrice attraverso una resistenza, cioè la differenza di volt che si ha sottraendo la tensione all'uscita della resistenza da quella esistente all'entrata; esempio (fig. 1): sia *D* una dinamo capace di erogare 100 V, *R* una resistenza di caduta, e R_c la resistenza di carico del circuito. Se ai capi *A* e *B* del circuito misuriamo 100 V e ai capi *E* e *F* dello stesso, misuriamo 80 V la caduta di tensione attraverso *R* risulta di 20 V.

La caduta di tensione è legata agli ampere assorbiti dal circuito che sono a loro volta determinati dalla resistenza di carico.

Per attraversare una resistenza la corrente elettrica compie un lavoro e questo, riferito all'unità di tempo entro cui può essere compiuto, rappresenta la potenza. L'unità di misura della potenza è il *WATT* che si abbrevia W, e rappresenta la *potenza sviluppata in un circuito percorso dalla corrente di un ampere quando tra i suoi estremi esista la tensione di un volt.* I watt sono ottenuti dalla seguente formula:

$$W = V \times I.$$

Nella pratica il watt abbisogna dei multipli e i sottomultipli ed essi sono:

chilowatt = 1.000 watt abbreviato kW;
ettowatt = 100 watt abbreviato hW;
millivatt = 1/1.000 di watt abbrev. mW;
microwatt = 1/1.000.000 di watt abbr. μW.

In elettrotecnica si usa il wattora e il chilowattora abbreviati rispettivamente Wh e kWh, a indicare la potenza erogata in un circuito nella unità di tempo (un'ora) ossia il lavoro compiuto. Riepilogando quanto abbiamo detto sulla intensità, tensione, resistenza e potenza diamo le relazioni che seguono e che ci consentono di poter ricavare ogni caratteristica di un circuito o dispositivo elettrico:

AMPERE	(I)	: $I = V/R$;	$I = \sqrt{W/R}$; $I = W/V$.
VOLT	(V)	: $V = I \times R$;	$V = \sqrt{W \times R}$; $V = W/I$.
OHM	(R)	: $R = V/I$;	$R = W/I^2$; $R = V^2/W$.
WATT	(W)	: $W = V \times I$;	$W = I^2 \times R$; $W = V^2/R$.

LA RESISTENZA ELETTRICA

Le resistenze sono organi fondamentali nei circuiti radio e le applicazioni sono svariate e il loro scopo è quello di stabilire una caduta di tensione ossia un carico; esse possono essere chimiche o a filo (antinduttive e induttive), fisse o variabili.

RESISTENZE CHIMICHE — Sono ottenute facendo depositare apposite sostanze su di un corpo isolante; trovano largo impiego nei circuiti radio e si costruiscono in tutti i valori, anche di decine di megaohm, con ingombro ridottissimo. Normalmente non si impiegano per potenze superiori ai 10 W.

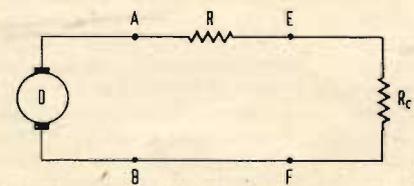



Fig. 1. — *Come una resistenza determina una caduta di tensione.*

RESISTENZE A FILO — Sono costituite da conduttori di alta resistenza cioè da cattivi conduttori. Praticamente sono realizzate avvolgendo a spirale il filo attorno ad un corpo isolante ceramico per meglio resistere al calore che generano essendo il loro impiego generalmente riservato alle potenze elevate. Vengono costruite per tutte le potenze (anche di migliaia di watt), ma non si usano, per elevati valori di resistenza per evidenti motivi di ingombro.

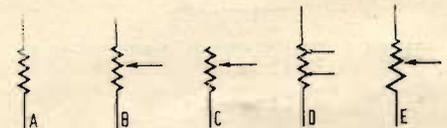



Fig. 2. — *Rappresentazioni grafiche di varie resistenze.*

Le resistenze si dividono in due categorie principali: *fisse* (fig. 2 A), e *variabili* (fig. 2 B, C, E). Alla prima categoria appartiene ogni resistenza di qualsiasi valore e potenza, costituita dalla resistenza in se stessa e dai terminali o altro dispositivo per collegarla in circuito. Invece le resistenze variabili sono costituite da una resistenza munita da una presa a cursore mobile comandato da un sistema manuale. A secondo della loro utilizzazione assumono il nome di *potenziometro* (fig. 2 B, E) o di *reostato* (fig. 2 C). Entrambi i tipi possono essere a variazione lineare o logaritmica (rispettivamente fig. 2 B; C e 2 E). Si dicono a variazione lineare quando ad uguale spostamento del cursore sulla resistenza corrisponde una uguale variazione di resistenza; mentre nei tipi logaritmici la variazione di resistenza rispetto lo spostamento del cursore non è lineare ma cresce o decresce secondo una funzione logaritmica. Ciò è constatabile nei

regolatori di volume dei radio ricevitori ove appunto si può notare come l'incremento è basso per circa 2/3 della corsa della manopola ed aumenta rapidamente nell'ultimo terzo della corsa.

Un'altra categoria di resistenze, dette *partitori* (fig. 2 D), sono costituite da una resistenza munita di prese variabili e regolabili una volta tanto al montaggio per poi rimanere fisse nel valore voluto; trovano impiego come partitori di tensione consentendo la possibilità di ricavare delle tensioni intermedie.

COLLEGAMENTO DELLE RESISTENZE

Come per i condensatori, così le resistenze possono accoppiarsi in serie o in parallelo o in combinazione mista. Per il calcolo ci si regola ugualmente ma in modo inverso rispetto ai condensatori e cioè: due o più resistenze collegate in serie formano una resistenza che è uguale alla loro somma come si è visto per i condensatori in parallelo. Mentre per le resistenze collegate in parallelo la resistenza totale si trova con il procedimento dei condensatori in serie; da tenersi presente che per qualsiasi numero e valore di resistenze poste in parallelo la resistenza totale è sempre minore della più piccola di esse.

In pratica si ricorre al collegamento in serie per formare una resistenza di cui non si dispone o comunque per aumentarne il valore ohmico mentre la potenza rimane invariata e pertanto la corrente ammissibile è limitata alla potenza della resistenza di minore wattaggio. Il collegamento in parallelo ha lo scopo di diminuire il valore ohmico di una data resistenza o aumentarne il wattaggio che in questo caso è uguale alla somma dei watt di ogni singola resistenza posta in parallelo.

EFFETTI DELLA CORRENTE ELETTRICA

Quando una corrente elettrica circola in una resistenza la riscalda, questo effetto è studiato dalla legge di Joule, la quale dice: *Il calore prodotto dalla corrente elettrica circolante in un conduttore è direttamente proporzionale alla resistenza, al tempo per il quale la corrente circola ed al quadrato della intensità della medesima.*

Con questo effetto abbiamo una trasformazione della corrente elettrica in energia termica.

Intorno ad un conduttore percorso da corrente elettrica esistono delle linee di forza magnetica, lo spazio entro cui si trovano dette linee costituisce il campo magnetico: questo è l'effetto magnetico della corrente elettrica.

Abbiamo un effetto meccanico (della corrente elettrica) nei motori, ed uno chimico nel fenomeno dell'elettrolisi, cioè nella proprietà che ha una corrente elettrica di scomporre le soluzioni acquose nei loro elementi quando questi sono attraversati da essa.

Tutto quanto abbiamo studiato fin qui si riferisce alla corrente elettrica continua, cioè quella corrente che qualunque sia il mezzo di generazione non muta le sue caratteristiche e pertanto è di tensione e corrente costante; essa è generata dalle pile, accumulatori, dinamo e termocoppie. Graficamente si indica col segno uguale (=).

TEMA n. 3:

— *Trovare la resistenza in ohm e la corrente in ampere di una lampadina da* 60 *W funzionante alla tensione di* 150 *V*.

— *Trovare la potenza dissipata da una resistenza di* 200 Ω *sottoposta alla tensione di* 220 *V*.

— *Un motore elettrico assorbe* 1100 *W e ha una resistenza interna di* 10 Ω. *Trovare corrente o tensione di regime.*

— *Trovare la resistenza totale delle seguenti resistenze in parallelo*: 1 MΩ; 0,5 MΩ; 40.000 Ω.

— *Disponiamo delle seguenti resistenze: una da* 2 kΩ, 3 *W e* 2 *da* 5 k Ω, 1,5 *W*. *Come conviene disporle per avere una resistenza complessiva di* 4,5 kΩ, 3 *W*?

(continua)

pubblicazioni ricevute

Terrel Croft: MANUAL DEL MONTADOR ELECTRICISTA. Traduzione del « American Electricians' Handbook » Mc Graw-Hill Book Co.). Edito dalla Editorial Reverté, S.A., Barcellona. In due volumi di rispettive VIII-928 e VIII-902 pagine, con 1327 illustrazioni e 400 tabelle, formato 125x190 mm, rilegati in tela con sovracoperta a colori. Prezzi dei due volumi 330 Ptas. Distributore generale per l'Italia Sig. Mario Maserati, Corso Vittorio Emanuele 72, Piacenza.

Nel primo volume sono trattati i seguenti argomenti: conduttori elettrici, circuiti e loro calcolo, equipaggi elettrici, pile e accumulatori, generatori e motori. Nel secondo volume i seguenti argomenti: trasformatori, distribuzione esterna, installazioni interne, illuminazione elettrica, tubi e circuiti elettronici, tabelle e dati pratici per le installazioni.

Presentati in una edizione impeccabile, segnaliamo senz'altro i due volumi ai nostri lettori e in modo particolare il secondo, per i capitoli sull'illuminazione elettrica, sui tubi e i circuiti elettronici e per i dati e tabelle tra le quali il lettore potrà trovare una miriade di informazioni utilissime, dai fattori di potenza dei vari tipi di circuiti elettrici ai dati più recenti sui tubi termoelettronici (fanotron, uratron, ignitroni, stabilizzatori a catodo freddo, kenotroni e tubi elettronici usuali).

E. Molloy: VADEMECUM DE ELECTRICIDAD. Traduzione della ottava edizione del «Newnes Electrical Pocket Book». Edito dalla Editorial Reverté, S. A. Barcellona. Di pagine 370, con 187 illustrazioni e numerose tabelle, formato 110x 150 mm, rilegato in tela con sovraccoperta a colori. Prezzo 40 Ptas. Distributore generale per l'Italia Sig. Mario Maserati, Corso Vittorio Emanuele 72, Piacenza.

E' un manuale pratico di elettricità per tecnici e montatori elettricisti. Assai interessanti, nella loro semplicità, i capitoli relativi ai circuiti elettrici e a circuiti magnetici, ove purtroppo si fa ancora uso di unità non razionalizzate del sistema (C. G. S.) em. e per i radiotecnici il capitolo intitolato « elettronica » in cui sono tratteggiati i tiratron, gli ignitron, le cellule fotoelettroniche, i tubi a raggi catodici, i klystron, i magnetron e i ciclotroni. Pure interessanti i capitoli relativi ai rettificatori metallici, ai tubi termoelettronici rettificatori e alle protezioni per apparecchiature elettriche.

OSCILLOSCOPIO RC RICEVITORE TV

(segue da pag. 37)

volume R13 e R48 saranno usati per variare l'ampiezza. Continuando la costruzione degli amplificatori orizzontali e verticali, saranno ora connessi i selettori d'entrata S1 e S3. I vari componenti abbinati ai selettori saranno direttamente montati sugli stessi terminali dei selettori, collocandoli nel miglior modo possibile. I 770 V che dovranno essere applicati per mezzo di una posizione del selettore, agli oscillatori, sarà desiderabile applicarli a un contatto isolato e lontano da massa, per prevenire scintille e perforazioni del dielettrico. I trimmer attenuatori C2 e C31 saranno montati vicino ai selettori, in posizione comoda per la regolazione. La messa a punto degli attenuatori sarà discussa più avanti nel paragrafo « *Verifica e messa a punto* ».

Gli ultimi stadi a essere costruiti in questo strumento sono gli *oscillatori a dente di sega* orizzontali e verticali V1 e V6.

Durante il completamento delle connessioni di questi circuiti parecchi accorgimenti dovranno essere presi in considerazione. Sarà conveniente accertarsi che i controlli per la regolazione delle frequenze di scansione R9 e R41, siano isolati dalla massa, perchè ad essi saranno applicati 770 V.

Nel circuito oscillatore orizzontale il condensatore C8 sarà saldato direttamente tra la placca e il catodo con un percorso il più corto possibile.

E' altresì conveniente montare il condensatore d'accoppiamento d'uscita C6 ad almeno 6 mm dallo chassis, per mantenere bassa la capacità verso massa.

Se si sono usati per tutti gli accoppiamenti tra stadi, condensatori con schermo metallico, questi dovranno essere isolati dallo chassis per mantenere la capacità con la massa piccola.

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO - Tip. TIPEZ V.le Cermenate 56
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

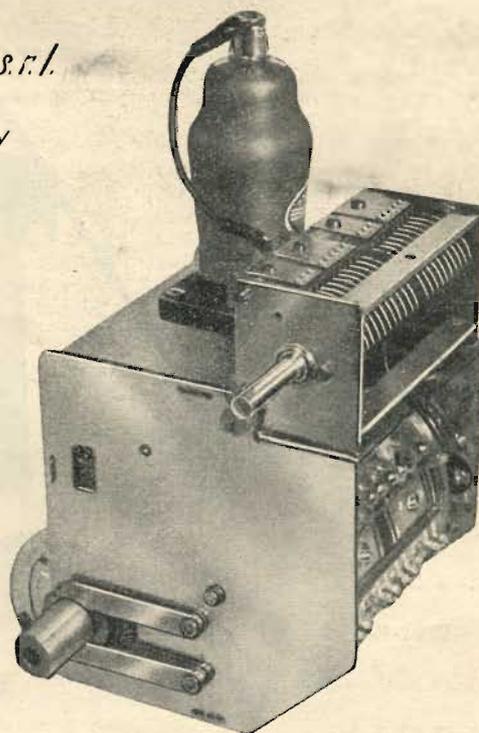
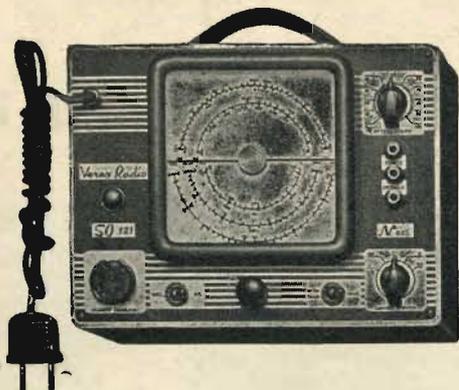
RADIO

Carisch

"L'UGOLA D'ORO„

LA PIÙ IMPORTANTE ORGANIZZAZIONE ITALIANA PER LA PRODUZIONE E LA VENDITA DI TUTTI GLI ARTICOLI MUSICALI

CARISCH S. A.
VIA BROGGI, 19 - MILANO

comprende tutta l'Alta Frequenza di un ricevitore commerciale. Sette gamme d'onda, di cui due onde medie e cinque onde corte fino ai 10 metri compresi. Sistema brevettato di commutazione a tamburo esente da falsi contatti. Massima stabilità di ricezione in onde corte. Il complesso è perfettamente tarato ed allineato e non richiede ritocchi dopo il montaggio sul telaio. MESSA A PUNTO DEL RICEVITORE: Allineare le medie frequenze di 470 KC. a mezzo di un oscillatore modulato.

" Time is money if you have high performance! „

STRUMENTI DI MISURA
SCATOLE MONTAGGIO
ACCESSORI E PARTI
STACCATE PER RADIO

OSCILLATORE MODULATO S.O. 121

"Vorax Radio"
Milano

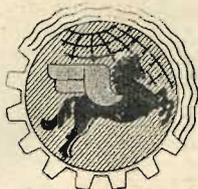
VIALE PIAVE 14 - tel. 79.35.05

Radioricevitore tipo R55L

5 valvole
5 gamme d'onda
4 Watt di uscita
Mobile in radica, cm. 67 x 37 x 27

Radiofonovaligia mod. "WEEK END,,

5 valvole
2 gamme d'onda
Complesso "LESA,,
Discoteca incorporata
3 Watt di uscita
Valigia in dermoide, cm. 52 x 36 x 19

Officine RADIONDA MILANO - Via Clerici 1
Telefono 69.80.17

S.I.B.R.E.M.S.

GENOVA - MILANO

SCATOLE DI MONTAGGIO PER RICEVITORI

Tipo ED16 a 5 v. - 4 g. (2 g. o. m. - 2 g. o. c.) - Altoparl. magnetodin. 4 W.
Tipo ED16 a 5 v. - 4 g. (2 g. o. m. - 2 g. o. c.) - Altoparl. magnetodin. 6 W.
Tipo ED14 a 5 v. + o. m. - 4 g. (1 g. o. m. - 3 g. o. c.) - Altoparl. magnetodin. 6 W.
Tipo FD20 a 5 v. Rimlock + o. m. - 4 g. (1 g. m. - 3 g. c.) Altoparl. magnetodin. 8 W.
Tipo FG30 a 5 v. Rimlock + o. m. - 7 g. (2 g. m. - 5 g. c.) - Altoparl. magnetodin. 8 W.
Tipo HG32 a 7 v. Rimlock + o. m. - 7 g. (2 g. m. - 5 g. c.) Altoparl. magentodin. per alta fedeltà.

CHASSIS PER RICEVITORI E RADIOFONOGRAFI

Tipo FD20 a 5 v. Rimlock + o. m. - 4 g. (1 g. m. - 3 g. c.) Altoparl. magnetodin. 8 W.
Tipo HD24 a 7 v. Rimlock + o. m. - 4 g. (1 g. m. - 3 g. c.) Altoparl. magnetodin. per alta fedeltà.
Tipo FG30 a 5 v. Rimlock + o. m. - 7 g. (2 g. m. - 5 g. c.) Altoparl. magnetodin. 8 W.
Tipo HG32 a 7 v. Rimlock + o. m. - 7 g. (2 g. m. - 5 g. c.) Altoparl. magnetodin. per alta fedeltà.
Tipo LH40 a 9 v. Rimlock + o. m. - 8 g. (1 g. m. - 7 g. c.) con stadio preselettore di alta frequenza e altoparlante 31M12 per alta fedeltà.

RICEVITORI

Tipo ED16 a 5 v. - 4 g. (2 g. o. m. - 2 g. o. c.) - Altoparl. magnetodin. 4 W.
Tipo ED16 a 5 v. - 4 g. (2 g. o. m. - 2 g. o. c.) - Altoparl. magnetodin. 6 W.
Tipo ED14 a 5 v. + o. m. - 4 g. (1 g. o. m. - 3 g. o. c.) - Altoparl. magnetodin. 6 W.
Tipo FD20 a 5 v. Rimlock + o. m. - 4 g. (1 g. m. - 3 g. c.) Altoparl. magnetodin. 8 W.
Tipo FG30 a 5 v. Rimlock + o. m. - 7 g. (2 g. m. - 5 g. c.) Altoparl. magnetodin. 8 W.
Tipo HG32 a 7 v. Rimlock + o. m. - 7 g. (2 g. m. - 5 g. c.) Altoparl. magnetodin. per alta fedeltà.

CONVERTER FM

Tipo E1/FM - a 5 v. Rimlock - 1 gamma (88÷108 MHz) sintonizzatore AF brevettato.

COMPLESSI PER FM

Sintonizzatore 88÷108 MHz - Trasformatori MF a 10.7 MHz - Discriminatore per v. EQ80.

ALTOPARLANTI

Tipo 16M4 - pot. 4W
Tipo 24M8 - pot. 8W
Tipo 22E6 - pot. 6W
Tipo 22M6 - pot. 6W
Tipo 31M12 per alta fedel.
Tipo 36E20 autoeccitato

GRUPPI DI ALTA FREQUENZA

Tipo 2MC - 2 g. o. m. - 2 g. o. c.
Tipo 4MC - 2 g. o. c.
Tipo 4AFT - 1 g. o. m. - 3 g. o. c.
Tipo 207 - 2 g. o. m. - 5 g. o. c.
Tipo 208 - 8 gamme (1 g. o. m. - 7 g. o. c. con stadio presel. di alta frequenza - condens. variab. e v. oscil.-convert. e v. amplific. incorporati).

TRASFORMATORI DI MEDIA FREQUENZA

Tipo MFQ10 normale a 470 KHz.
Tipo MFQ11 miniatura a 470 KHz.
Tipo MFQ12 per FM da 10,7 MHz.

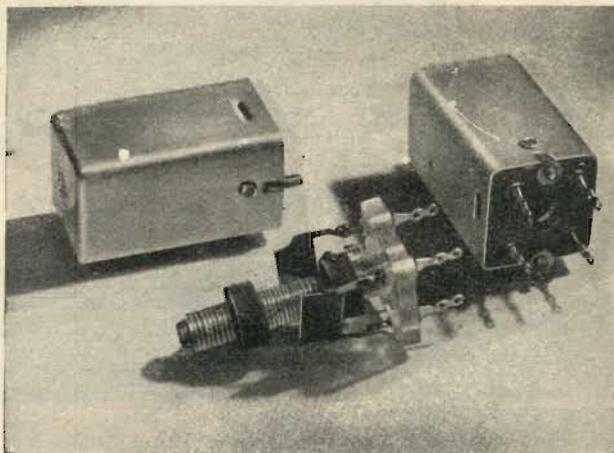
FILTRI DI INGRESSO

Tipo 1CA con 1 circuito accordato
Tipo 2CA con 2 circuiti accordati

S.I.B.R.E.M.S. s.r.l.

Sede: GENOVA — Via Galata, 35 - Tel. 581 1[illegible]0 - 580 252
Filiale: MILANO — Via Mantova, 21 - Telef. 588.950

OFFICINE RADIO ELETTRICHE MILANESI

MILANO - VIA PIETRO DA CORTONA 2 - TEL. 296.017

MEDIE FREQUENZE 467 - 470 Kc.

Modello miniaturizzato - Supporti in trolitul con nuclei ad alta permeabilità - Adatte per l'elevato rendimento a piccoli e grandi ricevitori - Dimensioni: mm. 25 x 25 x 57.

Concessionaria per la rivendita Soc. p. Az. GELOSO Viale Brenta 29 - Telefono 54.185

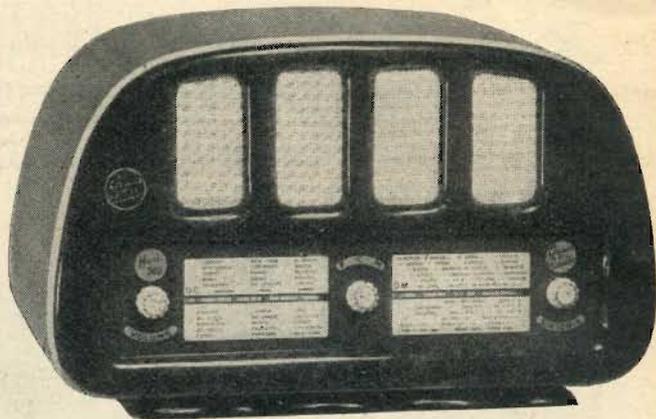
Cavi A. F.

Cavi per A. F.

per antenne riceventi
e trasmittenti
radar
raggi X
modulazione di frequenza
televisione
elettronica

S. R. L. Carlo Erba

MILANO - Via Clericetti 40 - Telefono 29.28.67

Produzione Pirelli S. p. A. - Milano

O. G. 502

Il nuovo ricevitore a 5 valvole della **ORGAL RADIO**, venduto anche in scatola di montaggio.

PARTI STACCATE - MOBILI
MINUTERIE

ORGAL RADIO

Viale Montenero, 62 - MILANO - Tel. 58.54.94

C. E. S. A. s.r.l.

Conduttori Elettrici Speciali A ini

MILANO

SEDE LEGALE: Via Bigli, 11

STABILIMENTO E UFFICIO VENDITE: Via Legnano 24

●

Cordine

in rame smaltato per A. F.

Fili

rame smaltato ricoperti 1 e 2 seta

Fili e Cordine

in rame rosso isolate in seta

RADIOMINUTERIE

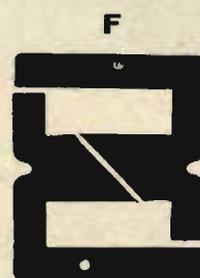
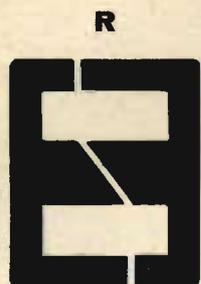
REFIX

CORSO LODI 113 - Tel. 58.90.18

MILANO

R

E

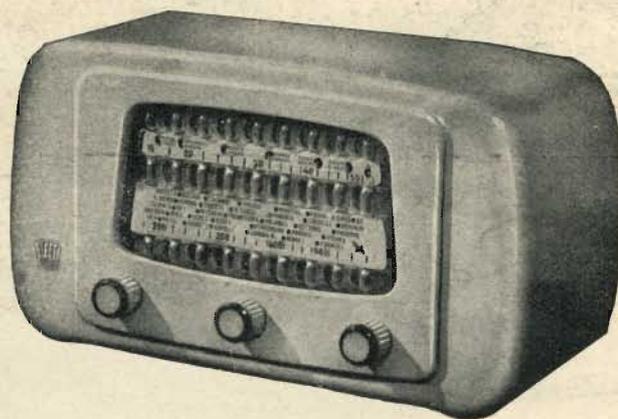
F

R. 1	56 x 46	colonna	16
R. 2	56 x 46	colonna	20
R. 3	77 x 55	colonna	20
R. 4	100 x 80	colonna	28
E. 1	98 x 133	colonna	28
E. 2	98 x 84	colonna	28
E. 3	56 x 74	colonna	20
E. 4	56 x 46	colonna	20
E. 5	68 x 92	colonna	22
E. 6	68 x 58	colonna	22
F. 1	83 x 99	colonna	29

SI POSSONO INOLTRE FORNIRE LAMELLE DI MISURE E DISEGNI DIVERSI

Prezzi di assoluta concorrenza

A. GALIMBERTI

COSTRUZIONI RADIOFONICHE

VIA STRADIVARI, 7 - **MILANO** - TELEFONO 206.077

Mod. 520 l'apparecchio portatile di qualità superiore

Supereterodina 5 valvole
Onde medie e corte
Controllo automatico di volume
Potenza di uscita 2,5 Watt indistorti
Elevata sensibilità
Altoparlante in Ticonal di grande effetto acustico
Lussuosa scala in pexiglas
Elegante mobile in materia plastica in diversi colori
Dimensioni 25x14x10
Funzionamento in C.A. per tutte le reti

La presente ricevuta non è valida se non porta nell'apposito spazio il cartellino gommato numerato

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
RICEVUTA di un versamento
di L. ......
Lire ...... (in lettere)
eseguito da ......
sul c/c N. 3-24227 intestato a:
l'Amm.ne della Rivista "l'Antenna"
Editrice "IL ROSTRO" s. r. l.
Via Senato, 24 - MILANO
Addì (1) 194
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
Tassa di L. ......
numerato di accettazione
L'ufficiale di Posta
Bollo a data dell'ufficio accettante

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
BOLLETTINO per un versamento di L. ......
Lire ...... (in lettere)
eseguito da ......
residente in ......
via ......
sul c/c N. 3-24227 intestato a:
Editrice "IL ROSTRO" - Via Senato, 24 - MILANO
nell'ufficio dei conti di MILANO
Firma del versante ......
Addì (1) 194
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
Spazio riservato all'ufficio dei conti
Tassa di L. ......
Cartellino del bollettario
Bollo a data dell'ufficio accettante
L'ufficiale di Posta
Mod. ch. n. 8 bis
Ediz. 1940-XVIII

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
CERTIFICATO DI ALLIBRAMENTO
Versamento di L. ......
eseguito da ......
residente in ......
via ......
sul c/c N. 3-24227 intestato a:
Editrice "IL ROSTRO" s. r. l.
Via Senato, 24 · MILANO
Addì (1) 194
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
N. ......
del bollettario ch 9
Bollo a data dell'ufficio accettante

Indicare a tergo la causale del versamento

(1) La data dev'essere quella del giorno in cui si effettua il versamento.

Per abbonarsi

basta staccare l'unito modulo di Conto Corrente Postale, riempirlo e fare il dovuto versamento in un Ufficio Postale. Con questo sistema, semplice ed economico si evitano ritardi, disguidi e errori. L'abbonamento per il 1951 (XXIII della Rivista) è invariato: L. 2000 + 40 (i. g. e.) per tutto il territorio della Repubblica; Estero il doppio.

Spazio riservato per le comunicazioni dei mittente:

Per abbonamento 1951

* *

Parte riservata all'Ufficio dei conti.
N. .... dell'operazione

Bollo a data dell'ufficio accettante

Dopo la presente operazione il credito del conto è di L. ....

Il Contabile

AVVERTENZE

Il versamento in conto corrente è il mezzo più semplice e più economico per effettuare rimesse di denaro a favore di chi abbia un c/c postale.

Chiunque, anche se non è correntista, può effettuare versamenti a favore di un correntista. Presso ogni ufficio postale esiste un elenco generale dei correntisti che può essere consultato dal pubblico.

Per eseguire il versamento il versante deve compilare in tutte le sue parti, a macchina o a mano, purchè con inchiostro, il presente bollettino (indicando con chiarezza il numero e la intestazione del conto ricevente qualora già non vi siano impressi a stampa) e presentarlo all'ufficio postale, insieme con l'importo del versamento stesso.

Sulle varie parti del bollettino dovrà essere chiaramente indicata, a cura del versante, l'effettiva data in cui avviene l'operazione.

Non sono ammessi bollettini recanti cancellature, abrasioni o correzioni.

I bollettini di versamento sono di regola spediti, già predisposti, dai correntisti stessi ai propri corrispondenti; ma possono anche essere forniti dagli uffici postali a chi li richieda per fare versamenti immediati.

A tergo dei certificati di allibramento i versanti possono scrivere brevi comunicazioni all'indirizzo dei correntisti destinatari, cui i certificati anzidetti sono spediti a cura dell'ufficio conti rispettivo.

L'ufficio postale deve restituire al versante, quale ricevuta dell'effettuato versamento, l'ultima parte del presente modulo, debitamente completata e firmata.

Il prodotto di classe
è
una garanzia
LARIR